

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Bezsensorové řízení asynchronního motoru
s využitím injekční metody

Sensorless Control of Induction Motor Using
Injection Method

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Tomáš Verner**

Studijní program: N2649 Elektrotechnika

Studijní obor: 2612T015 Elektronika

Téma: **Bezsensorové řízení asynchronního motoru s využitím injekční metody**
Sensorless Control of Induction Motor Using Injection Method

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor metod bezsensorového řízení asynchronního motoru s využitím injekčních metod.
2. Výběr vhodné injekční metody pro estimaci mechanické úhlové rychlosti asynchronního motoru.
3. Návrh a realizace simulačních modelů vybraných částí regulační struktury pomocí programu Matlab-Simulink.
4. Simulační ověření modelů.
5. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] Holtz J.: Sensorless Control of Induction Motor Drives. In Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, pp. 1359-1394, 2002.
- [2] Jansen P. L., Lorenz R. D.: A Physically Insightful Approach to The Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, 1994.
- [3] Degner, M. W., Lorenz R. D.: Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 736-742, 2000.
- [4] Ha, J. I., Sul S. K.: Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No. 1, pp. 45-51, 1999.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012

Teef

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



Gm

prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě 4. května 2012



.....

Tomáš Verner

Poděkování

Touto cestou bych moc rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce, panu prof. Ing. Pavlu Brandštetterovi, Csc., za odborné vedení po celou dobu zpracování diplomové práce, za vstřícnou spolupráci, všestrannou péči, ochotu a za odborné rady, bez kterých by se moje práce neobešla. Dále bych chtěl poděkovat své rodině, za jejich trpělivost při tvorbě této práce a za podporu v průběhu celého mého studia.

Abstrakt

Podstatou této diplomové práce je rozbor řízení asynchronního motoru moderním způsobem, pomocí bezsenzorového řízení asynchronního motoru s využitím injekčních metod. Náplní práce je vytvoření simulačních modelů bezsenzorového řízení s injektováním napěťového signálu, který je přidružený k základnímu napájecímu napětí, kde se injektování provádí ve statorovém systému souřadnic $[\alpha, \beta]$. Hlavním cílem je použití této moderní metody řízení a to bez využití čidla otáček respektive mechanické úhlové rychlosti, k estimaci mechanické úhlové rychlosti. V úvodní části práce je popsán samotný asynchronní motor, jeho konstrukce, popis činnosti a řízení, další část je věnována řízení pomocí bezsenzorových metod, s využitím matematického modelu stroje a v hlavní části práce jsou rozebrány jednotlivé injekční metody, na které navazuje vybraná, výše zmíněná, injekční metoda s injektováním napěťového signálu. Následující kapitoly práce jsou věnovány simulačnímu ověření modelu a výsledkům, které byly dosaženy při realizaci bezsenzorového řízení s injekční metodou. Pro účely simulace byl použit model vektorového řízení asynchronního motoru, kde byl model motoru upraven pro bezsenzorové řízení pomocí injektování signálu. Počítačové simulace byly provedeny v programu Matlab – Simulink. V závěru práce jsou shrnuty dosažené výsledky bezsenzorového řízení pomocí injekční metody.

Klíčová slova

Asynchronní motor, bezsenzorové řízení, injekční metody, estimace mechanické úhlové rychlosti, simulační model, počítačová simulace, Matlab – Simulink

Abstract

The main essence of this master thesis is an analysis of induction motor control in a modern way, which means with the use of sensorless control of the induction motor with application the injection method. The content of this work is a creation of simulation models of sensorless control with injecting a voltage signal, which is attached to the basic feeding voltage. The injecting takes places at the stator system coordinate $[\alpha, \beta]$. The main aim is the use of this modern method of control for estimation mechanical angular speed and all that without the application of a speed sensor or more precisely, the mechanical angular speed. In the first part of this thesis, there is a description of the induction motor itself, its construction and description of the functioning and control. Another part is dedicated to control with the use of sensorless method with an application of a mathematic model of a machine. Finally, in the main part of this project can be found the analysis of individual types of injecting methods. This method is followed by the injection method with injecting the voltage signal which has been mentioned above. The next chapters are dedicated to verification of models and the results, which have been reported when the sensorless control with the injection method was being implemented. For the purpose of this simulation, a model of field-orientation control of the induction motor was used. Such a model was adjusted for sensorless control by using the signal of injecting. Computer simulation was done by using the programme called Matlab-Simulink. The results of testing this sensorless control with the use of injection method can be found in the final part of this thesis.

Keywords

Induction motor, sensorless control, injection method, estimation mechanical angular speed, simulation model, computer simulation, Matlab – Simulink

Seznam použitých symbolů a zkratek

Seznam použitých zkratek

AC	-	střídavé
ASM	-	asynchronní motor
BIZ, BIA	-	blok proudových a napěťových snímačů
BVM	-	blok s transformací souřadnic T 2/3 a s PWM
BVN	-	blok vektorového natočení
BVOV	-	blok vyhodnocení orientujících veličin
BVPR	-	blok vyhodnocení polohy rotoru
BZV	-	blok zrušení vazby
DC	-	stejnoseměrné
DSP	-	digitální signálový procesor
IČ	-	inkrementální čidlo
INFORM	-	nepřímá detekce magnetického toku motoru pomocí měření reaktancí motoru po dobu normálního chodu motoru
MRAS	-	model referenčního adaptivního systému
NSS	-	nesouměrnost způsobená saturací
NZDR	-	nesouměrnost způsobena drážkami rotoru
PWM	-	pulsně – šířková modulace
R_{ω} , R_{Ω}	-	proporcionálně-integrační regulátor (PI) úhlové rychlosti
$R_{i_{1x}}$, $R_{i_{sx}}$	-	proporcionálně-integrační regulátor (PI) magnetizační složky vektoru statorového proudu
$R_{i_{1y}}$, $R_{i_{sy}}$	-	proporcionálně-integrační regulátor (PI) momentotvorné složky vektoru statorového proudu
R_{i_m}	-	proporcionálně-integrační regulátor (PI) magnetizačního proudu
RSHE	-	efekt drážkování
R_u	-	integrační regulátor (I) napětí
T 2/3	-	blok transformace souřadnic ze dvou na tři
T 3/2	-	blok transformace souřadnic ze tří na dva
TAB	-	blok zjištění sinu a cosinu úhlu rotoru ϵ
THi	-	blok nastavení frekvence a amplitudy injektovaného signálu
TMF	-	výkonový tranzistorový měnič frekvence
VA	-	vektorový analyzátor
$[\alpha, \beta]$	-	statorový systém souřadnic (pevný)
$[d, q]$	-	rotorový systém souřadnic
$[x, y]$	-	orientovaný systém souřadnic
3f	-	třífázová soustava
atd.	-	a tak dále
např.	-	například
tj.	-	to je
tzn.	-	to znamená
tzv.	-	tak zvaně

Seznam použitých symbolů

$\Delta L_{S\sigma}$	[H]	-	rozdílová hodnota statorové rozptylové indukčnosti
$ \mathbf{u}_1 , \mathbf{u}_S $	[V]	-	modul vektoru statorového napětí
a, b, c	[-]	-	osa vinutí fáze a, b, c
arctg	[-]	-	funkce arcus tangens
B	[T]	-	magnetická indukce
cos	[-]	-	funkce cosinus
d, q	[-]	-	osy souřadného systému [d, q]
e	[-]	-	eulerovo číslo
f_{HP}	[Hz]	-	mezní frekvence horní propusti
f_i	[Hz]	-	frekvence injektovaného signálu
f_{PP}	[Hz]	-	mezní frekvence pásmové propusti
h	[-]	-	harmonické číslo nesouměrnosti
i	[A]	-	proud
$i_{1\alpha}, i_{S\alpha}$	[A]	-	složka vektoru statorového proudu v $[\alpha, \beta]$
$i_{1\beta}, i_{S\beta}$	[A]	-	složka vektoru statorového proudu v $[\alpha, \beta]$
i_{1a}, i_{Sa}	[A]	-	statorový proud fáze a
i_{1b}, i_{Sb}	[A]	-	statorový proud fáze b
i_{1x}, i_{Sx}	[A]	-	magnetizační složka vektoru statorového proudu
i_{1y}, i_{Sy}	[A]	-	momentotvorná složka vektoru statorového proudu
I_{i_n}	[A]	-	negativní složka proudu injektovaného napěťového signálu
I_{i_n}	[A]	-	negativní složka proudu s vyšší frekvencí
$i_{i_n\alpha}, i_{i_n\beta}$	[A]	-	složky I_{i_n}
I_{i_p}	[A]	-	pozitivní složka proudu injektovaného napěťového signálu
I_{i_p}	[A]	-	pozitivní složka proudu s vyšší frekvencí
i_m	[A]	-	magnetizační proud
\mathbf{i}_m^S	[A]	-	prostorový vektor magnetizačního proudu v $[\alpha, \beta]$
$\mathbf{i}_R, \mathbf{i}_2$	[A]	-	prostorový vektor rotorového proudu
$\mathbf{i}_R^R, \mathbf{i}_2^R$	[A]	-	prostorový vektor rotorového proudu v [d, q]
$i_{S\alpha_i}, i_{S\beta_i}$	[A]	-	složky vektoru injektovaného proudu statoru motoru
$\mathbf{i}_S, \mathbf{i}_1$	[A]	-	prostorový vektor statorového proudu
$\mathbf{i}_S^S, \mathbf{i}_I^S$	[A]	-	prostorový vektor statorového proudu v $[\alpha, \beta]$
$\mathbf{i}_S^S_{-F}$	[A]	-	filtrovaný \mathbf{i}_S^S
$\mathbf{i}_S^S_{-i}$	[A]	-	vektor injektovaného proudu ve statoru motoru
$\mathbf{i}_S^S_{-ref}$	[A]	-	referenční hodnota \mathbf{i}_S^S
J	[kg.m ²]	-	celkový moment setrvačnosti
L_h	[H]	-	hlavní indukčnost motoru (magnetizační indukčnost)
L_R	[H]	-	rotorová indukčnost
$L_{R\sigma}$	[H]	-	rotorová rozptylová indukčnost
L_S	[H]	-	statorová indukčnost
$L_{S\sigma}$	[H]	-	statorová rozptylová indukčnost
M_d	[N.m]	-	dynamický moment
M_e	[N.m]	-	moment, vytvářený asynchronním strojem

M_M	[N.m]	-	moment motoru
M_Z	[N.m]	-	moment zátěže
n	[ot/min]	-	otáčky rotoru (rychlost rotoru)
n_0	[ot/min]	-	otáčky točivého magnetického pole (synchronní rychlost)
P_1	[W]	-	příkon
P_2	[W]	-	výkon
p_p	[-]	-	počet pólových dvojic
R_R	[Ω]	-	odpor rotorového vinutí
R_S	[Ω]	-	odpor statorového vinutí
s	[-]	-	skluz
\sin	[-]	-	funkce sinus
T_R	[s]	-	rotorová časová konstanta
T_S	[s]	-	statorová časová konstanta
u	[V]	-	napětí
$\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_7$	[V]	-	nulový vektor napětí
$u_{1\alpha}, u_{S\alpha}$	[V]	-	složka prostorového vektoru statorového napětí v $[\alpha, \beta]$
$u_{1\beta}, u_{S\beta}$	[V]	-	složka prostorového vektoru statorového napětí v $[\alpha, \beta]$
$\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6$	[V]	-	spínací vektor napětí
u_{1x}, u_{Sx}	[V]	-	složka prostorového vektoru statorového napětí v $[x, y]$
u_{1y}, u_{Sy}	[V]	-	složka prostorového vektoru statorového napětí v $[x, y]$
U_i	[V]	-	amplituda injektovaného napětí
\mathbf{u}_R	[V]	-	vektor rotorového napětí
$\mathbf{u}_R^R, \mathbf{u}_2^R$	[V]	-	prostorový vektor rotorového napětí v $[d, q]$
\mathbf{u}_S	[V]	-	vektor statorového napětí
$u_{S\alpha_i}, u_{S\beta_i}$	[V]	-	složky vektoru injektovaného napětí statoru motoru
u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}	[V]	-	řídící napětí
$\mathbf{u}_S^S, \mathbf{u}_I^S$	[V]	-	prostorový vektor statorového napětí v $[\alpha, \beta]$
$\mathbf{u}_{S_i}^S$	[V]	-	vektor injektovaného napětí ve statoru motoru
$\mathbf{u}_{S_i-ref}^S$	[V]	-	referenční hodnota $\mathbf{u}_{S_i}^S$
\mathbf{u}_{S-ref}^S	[V]	-	referenční hodnota prostorového vektoru statorového napětí
u_{xe}	[V]	-	složka napětí pro zrušení vzájemné vazby
u_{xe}, u_{ye}	[V]	-	složky napětí pro zrušení vzájemné vazby
u_{ye}	[V]	-	složka napětí pro zrušení vzájemné vazby
x, y	[-]	-	osy souřadného systému $[x, y]$
α, β	[-]	-	osy souřadného systému $[\alpha, \beta]$
γ	[rad]	-	orientující úhel, úhel mezi reálnými osami orientovaného a statorového systému souřadnic
δ	[rad]	-	změna zátěžného úhlu (v přechodových dějích)
ε, θ_r	[rad]	-	úhel rotoru, úhel mezi reálnými osami rotorového a statorového systému souřadnic
ζ	[rad]	-	úhel prostorového vektoru statorového proudu
σ	[-]	-	činitel celkového rozptylu
σ_R	[-]	-	činitel rozptylu rotoru

σ_s	[-]	-	činitel rozptylu statoru
Ψ_1^s, Ψ_s^s	[Wb]	-	prostorový vektor spráženého magnetického toku statoru
Ψ_2^r, Ψ_r^r	[Wb]	-	prostorový vektor spráženého magnetického toku rotoru
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	[Wb]	-	složky prostorového vektoru spráženého magnetického toku statoru
$\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$	[Wb]	-	složky prostorového vektoru spráženého magnetického toku rotoru
Ψ_s	[Wb]	-	spřážený magnetický tok statoru
Ψ_r	[Wb]	-	spřážený magnetický tok rotoru
ω	[rad/s]	-	úhlová rychlost
ω_0	[rad/s]	-	úhlová rychlost vysokofrekvenčního napětí
ω_1	[rad/s]	-	úhlová rychlost vektoru statorového proudu
ω_2	[rad/s]	-	skluzová úhlová rychlost
ω_i	[rad/s]	-	úhlová rychlost injektovaného signálu
ω_m, Ω_m	[rad/s]	-	mechanická úhlová rychlost rotoru (skutečná)
ω_{m_ref}	[rad/s]	-	referenční úhlová rychlost
ω_{im}	[rad/s]	-	úhlová rychlost točivého magnetického pole statoru

Doplňující symboly

*	-	symbol, který značí žádanou hodnotu
Δ	-	symbol, který značí rozdíl
X	-	symbol, tučně vyznačený, značí prostorový vektor
\wedge	-	symbol, značící estimovanou (odhadovanou) veličinu

Obsah

1. Úvod	13
2. Asynchronní motor (ASM).....	16
2.1 Konstrukce a princip činnosti ASM.....	16
2.1.1 Konstrukce ASM.....	16
2.1.2 Princip činnosti ASM.....	17
2.1.2.1 Vznik tažné síly.....	18
2.2 Řízení a matematický model ASM.....	19
2.2.1 Matematický popis - model ASM.....	19
2.2.2 Řízení ASM pomocí měniče kmitočtu.....	21
2.2.2.1 Skalární řízení	21
2.2.2.2 Vektorové řízení.....	22
2.2.2.3 Přímé řízení momentu	23
3. Bezsenzorové řízení ASM pomocí injekčních metod	24
3.1 Bezsenzorové řízení.....	24
3.1.1 Bezsenzorové řízení pomocí pozorovatelů a estimátorů využívajících matematický model	26
3.2 Injekční metody	28
3.2.1 Rozdělení injekčních metod.....	30
3.2.1.1 Injektování synchronního pulzujícího signálu	30
3.2.1.2 Injektování vysokofrekvenčního signálu	31
3.2.1.3 Injektování synchronně pulzujícího vysokofrekvenčního signálu	31
3.2.1.4 „Zero-sequence technique“	32
3.2.1.5 INFORM	32
3.2.1.6 Injektování testovacích impulzů – zero-sequence voltage.....	33
3.2.1.7 Injektování testovacích impulzů – zero-sequence current	33
4. Výběr injekční metody pro estimaci mechanické úhlové rychlosti ASM.....	34
4.1 Metoda s injektováním napěťového signálu	34
4.1.1 Model asynchronního motoru při vyšších frekvencích	34
4.1.2 Injektování napěťového signálu s vyšší frekvencí	36
4.1.3 Synchronní filtr	36
5. Návrh, realizace a ověření simulačních modelů	39
5.1 Návrh a realizace simulačních modelů	39
5.2 Simulační ověření modelů a analýza výsledků simulací	40
5.2.1 Výsledné ověření simulačních průběhů struktury	41

6. Závěr	54
6.1 Celkové zhodnocení.....	54
6.2 Dosažené výsledky	54
Seznam použité literatury.....	56
Seznam obrázků	58
Seznam příloh.....	59

1. Úvod

Elektrické pohony s asynchronními motory se za poslední dobu rozšířily nejen v průmyslových oblastech, ale také do běžného života populace, kde regulované pohony, neregulované pohony a servopohony jsou využívány takřka ve většině odvětvích lidské činnosti. Toto bylo způsobeno především výrazným poklesem ceny elektrických strojů a také mohutným rozšířením mikroprocesorové techniky a řídicích systémů, které bylo pro tyto stroje zásadním počinem. Díky rozšíření pohonů s jejich výbornými vlastnostmi se začaly využívat v mnoha různých aplikacích, kde elektrické pohony nahradily lidskou práci a začaly se používat v takových aplikacích, které dříve nebyly ani představitelné.

Asynchronní motor jako takový je již znám od konce 19. století, kdy ho publikoval veřejnosti vynálezce Nikola Tesla, a jeho objev umožnil generování, přenos a distribuci vícefázové elektrické energie. Robustnost konstrukce a jednoduchost asynchronního motoru byly hlavními výhodami tohoto stroje. Až do 70. let dvacátého století se asynchronní motory výhradně používaly v pohonech s konstantní rychlostí, byly připojeny na střídavou síť s frekvencí 50Hz, to v aplikacích jako jsou čerpadla, kompresory, ventilátory apod., čímž byly omezeny jeho možnosti použití. Právě od 70. let dvacátého století je známé vektorové řízení, které bylo vynalezeno v Německu a střídavé pohony s tímto řízením postupně začaly vytlačovat stejnosměrné stroje, které byly v regulovaných pohonech hojně využívány. Skalární řízení, které bylo v minulosti více využíváno, bylo skoro ve všech oblastech, díky vývoji vektorového řízení, nahrazeno právě vektorovým řízením nebo také přímým řízením momentu střídavých strojů. Uvedené způsoby řízení střídavých strojů umožňují stejné možnosti řízení, jako byly u řízení pohonu se stejnosměrným motorem. Základní myšlenkou ve vývoji elektrických pohonů je přechod od stejnosměrných ke střídavým pohonům. Tomuto předcházela vývoj a pokrok ve výkonové elektronice. První byly použity tyristory, následným pokrokem byly ve třífázovém střídači nahrazeny různými typy tranzistorů s lepšími dynamickými vlastnostmi. Prvotní nevýhodou střídavých pohonů bylo složité a drahé řízení, ale s rozvojem výše zmíněné elektroniky, elektronických prvků a s rozvojem výkonných mikroprocesorových systémů tato nevýhoda byla rychle odstraněna. Střídavý motor nemá mechanický komutátor a sběrné kartáče a tím vzniká celá řada výhod, které má oproti stejnosměrnému motoru, a to: možné využití střídavých motorů v prostředích s nebezpečím výbuchu a agresivních prostředích, nižší nároky na údržbu, vyšší spolehlivost a životnost, velká proudová a momentová přetížitelnost, menší rozměry s nižší hmotností a tudíž i nižší cena, možná konstrukce motorů s velkým výkonem a rychlostí apod. Velikou výhodou z provozního a ekonomického hlediska jsou u asynchronních motorů velice nízké náklady na údržbu. U stejnosměrných motorů je nutná pravidelná kontrola komutátoru a sběrných kartáčů, které se opotřebovávají.

Současné nároky na elektrické pohony s asynchronními motory jsou stále vyšší, ať už se jedná o účinnost pohonu, o co nejvyšší minimalizaci pořizovacích nákladů, či o snížení spotřebované energie a nákladů na údržbu. Tyto důvody také souvisí, jak je výše zmíněno, s co největší eliminací pohonů stejnosměrných a náhradou regulovanými pohony střídavými. Pro regulaci otáček pohonu je nezbytné, aby byla známá poloha rotoru. Ta může být získána pomocí snímače otáček, umístěným na hřídeli motoru, kterým může být např. inkrementální čidlo (IČ). Díky tomuto čidlu, které je na rozdíl od samotného stroje méně robustní, má celkový

pohon menší robustnost, snižuje také spolehlivost a hlavně výrazně zvyšuje cenu celého pohonu. Z tohoto důvodu se začaly hledat nové způsoby regulace otáček, které by nepotřebovaly využívat snímač polohy. Jednou z možností, jak snížit cenu celého pohonu je, již výše zmíněná snaha o eliminaci čidla otáček respektive mechanické úhlové rychlosti. Tímto se právě vytvořil prostor pro tvz. „Bezsenzorové řízení – Sensorless Control“. Besenzorové řízení však znamená odstranění „pouze“ snímače otáček, ale ke snímání elektrických veličin jako jsou proudy či napětí je nutné zachování těchto snímačů. Eliminace čidla otáček má pro pohon mnoho výhod, jako je například vyšší spolehlivost, využití pohonu v náročných prostředích apod. Redukce nákladů pomocí besenzorového řízení je podstatná u malých pohonů, kde cena samotného snímače je srovnatelná s cenou pohonu. Velkému pohonu besenzorové řízení napomáhá především k vyšší robustnosti. K realizaci besenzorového řízení u asynchronních motorů ve větší míře došlo až koncem devadesátých let dvacátého století, a to díky rozšíření mikroprocesorové techniky a digitálních signálových procesů (DSP) a jejich postupně klesající cena umožnila rozšíření besenzorového řízení do mnoha oblastí. Je mnoho přístupů, které napomáhají k nepřímému vyhodnocení otáček, ať už jednoduché metody, které pracují bez zpětných vazeb nebo naopak propracované metody, jako např. systémy pracující s umělou inteligencí (neuronové sítě), metody injektování signálu a také metody využívající fuzzy logiku. Besenzorové řízení proto dalo možnost nahradit snímač otáček buď pomocí matematického modelu motoru, nebo pomocí detekce zkreslení způsobené magnetickou nebo geometrickou nesouměrností stroje. Ale musí se také brát taktéž ohled na vývoj samotných snímačů a senzorů, který nezaostává, naopak jejich přesnost roste, rozměry jsou čím dál příznivější a cena výhodnější, proto se v některých aplikacích, kde je nutná absolutní přesnost měření tyto snímače najdou uplatnění.

Pro besenzorové řízení je možné použít mnoho technik – přístupů, jak vyhodnotit polohu rotoru. První metody, jsou využívající estimátory a pozorovatele, které jsou založené na matematickém modelu stroje. Je zde ale nutná přesná znalost parametrů pro pozorovatele. Pro besenzorový režim jsou klíčové parametry statorový odpor R_s a časová konstanta rotoru τ_R , které mohou být neustále estimované pomocí „on-line“ identifikace. Pro nízké rychlosti jsou jejich vlastnosti velice nestabilní a téměř nepoužitelné. A právě z důvodu nestability metod s matematickým modelem, se obrací pozornost na využití jevů, které nejsou závislé na pracovních podmínkách pohonu a umožní získání odhadované veličiny, aniž by byla omezena rychlost rotoru. Jednou z možností je sledování magnetické nebo geometrické nesouměrnosti po obvodu rotoru. Pro tento účel se používají injekční metody, které „Injektují“ přídatný signál a z následné odezvy napětí nebo proudů se snaží získat žádanou informaci. Tyto metody se dají zařadit do dvou kategorií, kde metoda v první kategorii sleduje určitou geometrickou nesouměrnost vzniklou vyjádřením pólů rotoru nebo vlastní výstřednost rotoru. Nesouměrnost v této kategorii je při využití u asynchronních motorů problematická. V druhé kategorii jsou zařazeny metody, které se snaží sledovat magnetickou nesouměrnost, která vzniká vlivem saturace magnetického obvodu a tímto se získává poloha magnetického toku rotoru, která je potřebná pro řízení momentu. Nebo také nesouměrnost vzniklá drážkováním rotoru, případně speciální klec rotoru, která je navržena za účelem prostorové změny jejího odporu nebo rozptylové indukčnosti. Tyto metody jsou pak nazývané „auto-sensing“, protože určitá část stroje je ve skutečnosti snímač polohy a ta slouží rovnou pro besenzorové řízení polohy rotoru. Tato kategorie má také určitá omezení, jako skutečnost, jestliže stroj pracuje

v nabuzeném režimu nebo je přetěžován, saturační efekt se stává dominantní a tím je ovlivňována informace o poloze rotoru, a to dokonce může způsobit ztrátu kontroly nad pohonem. Další omezení se týká možnosti využití drážkování rotoru pro odhad jeho polohy. U většiny konstrukcí asynchronních motorů je návrh za účelem co nejvíce snižovat efekt od rotorových drážek, vhodným poměrem statorových a rotorových drážek, uzavřením rotorových drážek a jejich zešíkmením. Nicméně pro bezsenzorové řízení je nutné, aby rotorové drážky byly nezkřížené [12].

Cílem teoretické části práce bylo provést rozbor bezsenzorového řízení asynchronního motoru a to s využitím injekčních metod. Část práce je věnována samotnému asynchronnímu motoru, také obecnému bezsenzorovému řízení a bezsenzorovému řízení využívající matematický model stroje. Následně byly postupně rozebrány jednotlivé varianty injekčních metod, přičemž důraz byl kladen na zvolenou metodu s injektováním napěťového signálu s vyšší frekvencí.

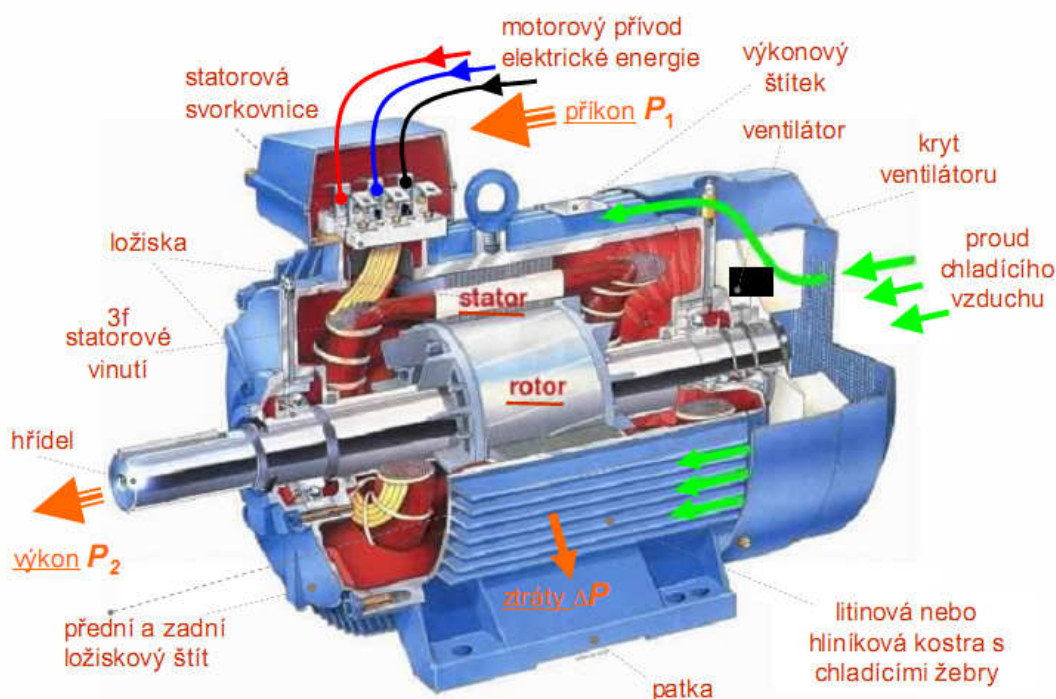
Praktická část práce obsahuje návrh a realizaci simulačního modelu vybrané injekční metody. Dále jsou ověřeny navržené části regulační struktury a kompletní model pro bezsenzorové řízení s využitím injekční metody, a na základě výsledných průběhů simulací, které byly prováděné v programu Matlab - Simulink, je provedeno porovnání s teoretickými předpoklady.

2. Asynchronní motor (ASM)

Asynchronní motor je již řadu let a také v současné době jeden z nejrozšířenějších točivých strojů, zvláště asynchronní motor s kotvou nakrátko. A to v oblasti elektrických pohonů regulovaných i neregulovaných. Je využíván pro svou jednoduchou konstrukci, nenáročnost na údržbu, dobrou účinnost a provozní spolehlivost a také z důvodů přijatelných cenových relací. Tok energie mezi hlavními částmi motoru, které jsou rozděleny malou vzduchovou mezerou, tj. mezi statorem a rotorem je realizován výhradně pomocí elektromagnetické indukce, proto se tomuto motoru často označuje jako motor indukční. Obě části jsou opatřeny vinutím. Jedno vinutí (obvykle statorové) je připojeno na zdroj střídavého proudu a druhé (obvykle rotorové) je spojeno nakrátko a proud v něm vzniká právě elektromagnetickou indukcí [4]. Používá se pro pohon nejrůznějších zařízení např. jako jsou ventilátory, čerpadla, výtahy, jeřáby, obráběcí stroje, pohony dopravníků apod.[5].

2.1 Konstrukce a princip činnosti ASM

2.1.1 Konstrukce ASM



Obr.č.2.1 – Popis hlavních částí 3f asynchronního motoru s kotvou nakrátko v částečném řezu[6]

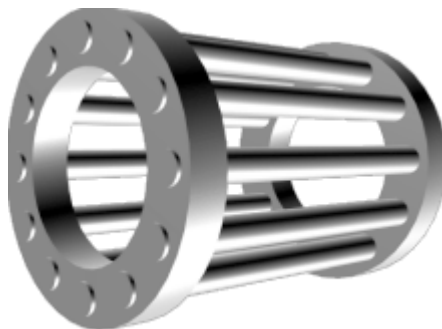
Asynchronní motor může být podle statorového vinutí:

- trojfázový
- jednofázový

a podle rotorového vinutí:

- s **kotvou nakrátko (klecové)** – v drážkách rotoru jsou uloženy vodivé tyče, nejčastěji hliníkové, spojené na čelních stranách kruhy nakrátko. Motory s kotvou nakrátko mají jednoduchou konstrukci a potřebují minimální údržbu. (viz.obr.2)

- s **kotvou kroužkovou** – v drážkách rotoru je trojfázové vinutí, jehož vývody jsou připojeny na tři kroužky nalisované na hřídeli stroje a ke kterým přiléhají pevně osazené kartáče umožňující vyvedení vinutí na svorkovnici stroje.



Obr.č.2.2 – Klec nakrátko

Asynchronní motor se skládá ze dvou částí, tzv. statoru a rotoru:

Stator – je obvykle válcové duté těleso tvořící magnetický obvod. Obvykle je složen ze statorových plechů, které mají na vnitřní straně drážky, ve kterých je uloženo statorového vinutí. Nejčastěji se používá trojfázové vinutí, jehož osy spolu svírají elektrický úhel 120° . Začátky a konce vinutí jsou vyvedeny na svorkovnici, kde jsou spojeny do hvězdy nebo do trojúhelníka. Vinutí se obvykle provádí jako dvouvrstvé, protože má výhodnější elektromagnetické vlastnosti oproti jednovrstvému vinutí.

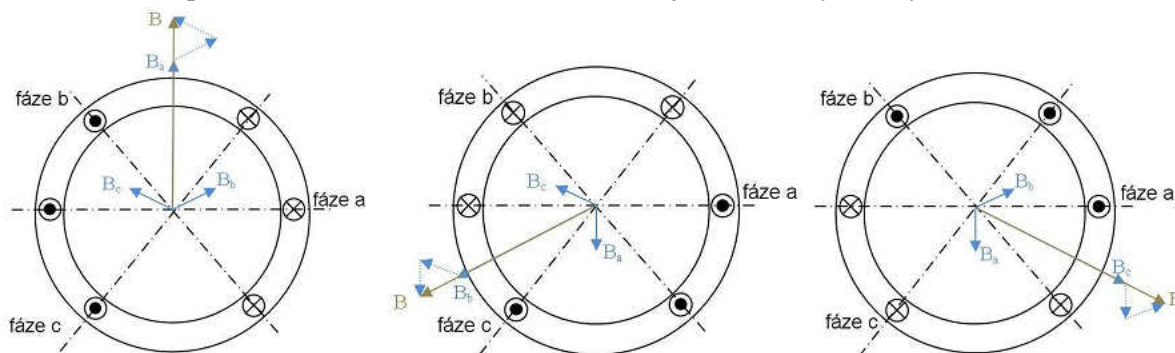
Rotor (kotva) - má na hřídeli nalisovány plechy s drážkami, do kterých jsou vloženy měděné nebo hliníkové tyče spojené na obou stranách mosaznými kruhy - tzv. kotva nakrátko (klecový rotor), nebo má rotor sběrací kroužky - tzv. kroužková kotva - a v drážkách plechů je uloženo třífázové vinutí z izolovaných vodičů zapojené většinou do hvězdy nebo trojúhelníka.

Mezi statorem a rotorem je, již výše zmíněná, velice malá vzduchová mezera, což je dáno ve snaze omezit rozptyl magnetického toku a tím dosáhnout zvýšení účinnosti stroje.

2.1.2 Princip činnosti ASM

Princip asynchronního motoru spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře, to je mezi statorem a rotorem, které vzniká napájením trojice prostorově rozložených statorových vinutí, harmonickým napětím vzájemně fázově posunutým o elektrický úhel 120° . Koncový bod fázoru výsledného magnetického toku tak opisuje kružnici. Následné vzájemné působení točivého magnetického pole s rotorem indukuje ve vinutí rotoru napětí a následně začíná procházet proud, proud pak v záběru s magnetickým tokem vyvolá točivý moment stroje. Rychlost otáčení rotoru nemůže být shodná s rychlostí točivého magnetického

pole (synchronní rychlost), protože při totožné rychlosti rotoru a magnetického pole by se neindukovalo napětí v rotorovém vinutí. Z těchto důvodů je motor nazýván asynchronním.



Obr.č.2.3 – Vznik točivého pole[7]

Princip vytváření točivého pole ve vinutí statoru je ukázán na obrázku č.2.3. Rozbor je pro zjednodušení proveden pro třífázový dvoupólový stroj.

Na statorové vinuté je přivedeno třífázové sinusové napětí, jehož fáze jsou vzájemně posunuty o 120° . Působením tohoto napětí vzniká ve stroji magnetomotorické napětí, jehož velikost je v každém okamžiku dána vektorovým součtem okamžitých hodnot působení jednotlivých fází. Na obrázku č.2.3 jsou zobrazeny tři polohy vektoru magnetomotorického napětí, vzájemně posunuté o 120° . Při napájení stroje napětím o sinusovém průběhu dochází k rotaci vektoru magnetomotorického napětí, a tím k vytvoření točivého magnetického pole ve stroji. Točivého pole ve statoru lze dosáhnout i při napájení z měniče kmitočtu, a to za pomoci vhodného způsobu řízení spínacích prvků [7].

2.1.2.1 Vznik tažné síly

Nejjednodušší rotor indukčního motoru je tvořen jedním závitem spojeným nakrátko, který je vložen do točivého magnetického pole. Velikost magnetického toku procházejícího plochou stojícího závitu se během otáčení točivého magnetického pole mění. Změnou magnetického toku se v tomto závitě indukuje napětí, které jím protlačuje značný proud. Tento proud vybudí své magnetické pole, které spolu s točivým polem statoru vytvoří točivý moment. Indukční motor se takto sám roztočí, což je jeho velkou provozní výhodou. Jestliže se uvažuje ideální indukční motor bez jakýchkoli mechanických ztrát, roztočí se jeho rotor po rozběhu na synchronní otáčky a bude se otáčet souhlasně s točivým magnetickým polem. Jeho vodiče neprotínají žádné indukční čáry a neindukuje se v nich proud. Točivý moment by byl nulový a rotor by se dál otáčel jen setrvačností. Jestliže se však rotor mechanicky zatíží, musí se otáčení zpomalit, takže indukční čáry protínají vodiče, ve kterých se indukuje proud potřebný pro vznik tažné síly. Čím více se motor zatíží, tím větší musí být rotorový proud, a tedy tím pomaleji se musí rotor otáčet. S rostoucím zatížením se otáčky indukčního motoru postupně snižují. Pokles otáček rotoru n vzhledem k otáčkám točivého magnetického pole n_0 se nazývá skluz s .

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \cdot 100 [\%] \quad (2.1)$$

Tento skluz nabývá hodnot podle odporu rotorového vinutí průměrně 5 %, přičemž menší motory mají skluz větší než velké motory [4].

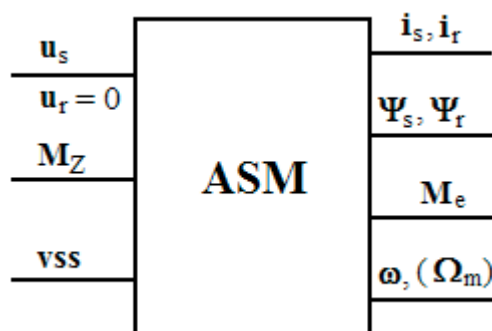
2.2 Řízení a matematický model ASM

2.2.1 Matematický popis - model ASM

Asynchronní motor lze obecně považovat za mnohparametrovou, nelineární soustavu. Pro jeho popis jsou využity následující rovnice, které jsou odvozeny z matematického modelu obecného střídavého stroje. Jelikož matematický model obecného stroje je značně složitý, zavádějí se některé zjednodušující předpoklady [1] :

- napájení trojfázovým harmonickým napětím
- vinutí jednotlivých fází jsou prostorově symetricky rozloženy v drážkách rotoru a statoru
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru i rotoru jsou shodné
- magnetizační charakteristika je lineární
- rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- není respektován skin efekt
- nejsou respektovány ztráty v železe

Pokud řešíme ASM, tak se obvykle uvažují jako vstupní veličiny do motoru, napětí a moment zátěže a také volbu souřadného systému. Výstupní veličiny se považují proudy, moment, magnetické spřažení toky a otáčky. Toto zobrazuje obrázek č.2.4.



Obr.č.2.4 – Vstupy a výstupy asynchronního motoru při napěťovém napájení[3]

Pro popis ASM s kotvou nakrátko jsou využity následující soustavu diferenciálních rovnic, které jsou odvozené z matematického modelu obecného střídavého stroje [1]:

$$R_s i_1^s + \frac{d\Psi_1^s}{dt} = u_1^s \quad \text{kde} \quad \Psi_1^s = L_s i_1^s + L_h (i_2^r e^{j\varepsilon}) \quad (2.2)$$

$$R_r i_2^r + \frac{d\Psi_2^r}{dt} = u_2^r \quad \text{kde} \quad \Psi_2^r = L_r i_2^r + L_h (i_1^s e^{-j\varepsilon}) \quad (2.3)$$

Pomocí těchto rovnic, pak můžeme odvodit soustavu diferenciálních rovnic:

$$R_s i_1^s + L_s \frac{di_1^s}{dt} + L_h \frac{d}{dt} (i_2^r e^{j\varepsilon}) = u_1^s \quad (2.4)$$

$$R_r i_2^r + L_r \frac{di_2^r}{dt} + L_h \frac{d}{dt} (i_1^s e^{-j\varepsilon}) = 0 \quad (2.5)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} L_h I_m \left[i_1^S (i_2^R e^{j\varepsilon})^* \right] - m_z \quad (2.6)$$

$$\omega_m = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (2.7)$$

kde jsou:

R_S, R_R odpor jedné fáze statorového, resp. rotorového vinutí

Ψ_S, Ψ_R spřažený magnetický tok statoru, resp. rotoru

L_S, L_R celková indukčnost jedné fáze statorového, resp. rotorového vinutí

L_h hlavní indukčnost

ε úhel mezi reálnými osami rotorového a statorového systému souřadnic

ω_m úhlová rychlost rotoru

J celkový moment setrvačnosti

M_Z moment zátěže

Celkové indukčnosti L_S, L_R lze vyjádřit:

$$L_S = (1 + \sigma_S) L_h \quad (2.8)$$

$$L_R = (1 + \sigma_R) L_h \quad (2.9)$$

kde σ_S a σ_R jsou činitelé rozptylu a jsou dány vztahy:

$$\sigma_S = \frac{L_{S\sigma}}{L_h} = \frac{L_S}{L_h} - 1 \quad \text{a} \quad \sigma_R = \frac{L_{R\sigma}}{L_h} = \frac{L_R}{L_h} - 1 \quad (2.10)$$

kde $L_{S\sigma}$ a $L_{R\sigma}$ jsou rozptylové indukčnosti statoru a rotoru.

Soustavu rovnic je možné zjednodušit vhodným zvolením souřadnicového systému. Pro matematický popis obecného motoru lze použít tři vztažné komplexní souřadnicové systémy viz. obrázek č.2.5, a to:

- pevný statorový systém souřadnic $[\alpha, \beta]$, kde reálná osa α je totožná s osou vinutí a
- rotorový systém souřadnic $[d, q]$, který se otáčí mechanickou úhlovou rychlostí ω_m
- orientovaný systém souřadnic $[x, y]$, otáčející se úhlovou rychlostí točivého magnetického pole statoru ω_m

Pro jednoduché zrušení vzájemné vazby mezi jednotlivými složkami je vhodné volit vztažný souřadnicový systém – systém orientovaných souřadnic, který je orientovaný na spřažený magnetický tok, ten je tvořen magnetizačním proudem i_m na hlavní indukčnosti L_h . Prostorový vektor magnetizačního proudu v systému statorových souřadnic se definuje následovně:

$$\mathbf{i}_m^S = \frac{\Psi_2^R e^{j\varepsilon}}{L_h} = i_1^S + (1 + \sigma_R) i_2^R e^{j\varepsilon} \quad (2.11)$$

Postupnou úpravou rovnic, vektorovým natočením veličin v statorovém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$ do systému orientovaných souřadnic $[x, y]$, kde osa x leží ve směru prostorového vektoru spřaženého magnetického toku Ψ_2 , respektive ve směru vektoru magnetizačního proudu \mathbf{i}_m , kterou nalezneme v [13] získáme soustavu rovnic, které popisují chování ASM s kotvou nakrátko v systému orientovaných souřadnic.

Rovnice popisující chování ASM s kotvou nakrátko v systému orientovaných souřadnic [13]:

$$\sigma T_S \frac{di_{1x}}{dt} + i_{1x} = \frac{u_{1x}}{R_S} + \omega_{im} \sigma T_S i_{1y} - (1 - \sigma) T_S \frac{di_m}{dt} \quad (2.12)$$

$$\sigma T_S \frac{di_{1y}}{dt} + i_{1y} = \frac{u_{1y}}{R_S} + \omega_{im} \sigma T_S i_{1x} - (1 - \sigma) \omega_{im} T_S i_m \quad (2.13)$$

$$T_R \frac{di_m}{dt} + i_m = i_{1x} \quad (2.14)$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega_{mr} = \frac{1}{i_m T_R} i_{1y} \quad \text{- skluzová úhlová rychlosti} \quad (2.15)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_h}{1 + \sigma_R} i_m i_{1y} - m_z \quad \text{- momentotvorná rovnice} \quad (2.16)$$

$$\omega_m = \frac{d\varepsilon}{dt}; \quad \omega_{im} = \frac{d\gamma}{dt}; \quad \omega_1 = \omega_{im} + \frac{d\delta}{dt} = \frac{d\xi}{dt} \quad (2.17)$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S}; \quad T_R = \frac{L_R}{R_R} \rightarrow T_R = f(T) \quad \text{- statorová a rotorová časová konstanta} \quad (2.18)$$

$$\xi = \gamma + \delta \quad (2.19)$$

2.2.2 Řízení ASM pomocí měniče kmitočtu

Předpokládejme nyní, že máme k dispozici frekvenční měnič s napěťovým stejnosměrným meziobvodem. Pro řízení asynchronních strojů se v současné době využívají tři hlavní způsoby řízení:

- **Skalární řízení**
- **Vektorové řízení**
- **Přímé řízení momentu**

2.2.2.1 Skalární řízení

Skalární řízení bylo v minulosti široce využíváno pro řízení asynchronních strojů. Jeho výhodou je jednoduchá regulační struktura, a tím i nízké nároky na použitý řídicí systém. Struktura skalárního řízení je sestavena pro tyto předpoklady:

- Motor je popsán rovnicemi v ustáleném stavu stroje.
- Magnetický tok statoru Ψ_s je konstantní.

Značnou nevýhodou skalárního řízení je, že stroj je optimálně řízen pouze v ustálených stavech, Zároveň není možné nezávislé řízení tokotvorné a momentotvorné složky stroje, což neumožňuje použití skalárního řízení v oblasti velmi nízkých otáček. V současné době je skalární řízení využíváno pro jednodušší aplikace elektrických pohonů (čerpadla, ventilátory) s malými nároky na dynamiku. Pro dynamicky náročné aplikace a pro servopohony není vhodné [7, 8].

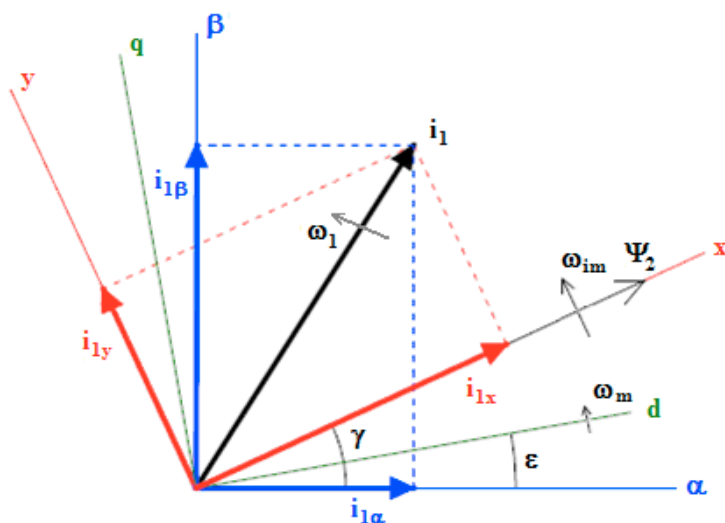
2.2.2.2 Vektorové řízení

Snaha o dosažení stejné kvality regulace jako u stejnosměrných strojů vedla u střídavých strojů k zavedení vektorového řízení. Vektorové řízení, oproti skalárnímu řízení, zabezpečuje vysokou přesnost regulace a dynamiku veličin v ustálených i přechodných stavech. Princip vektorového řízení vychází z úplných rovnic asynchronního motoru.

Základní podmínkou vektorového řízení střídavého motoru je oddělení regulačních obvodů pro moment a magnetický tok tak, aby se vzájemně neovlivňovaly. Regulačním obvodem momentu se nastavuje moment motoru, tedy činný výkon, regulačním obvodem magnetického toku se realizuje výsledný magnetický tok stroje, a tedy jalový výkon [1].

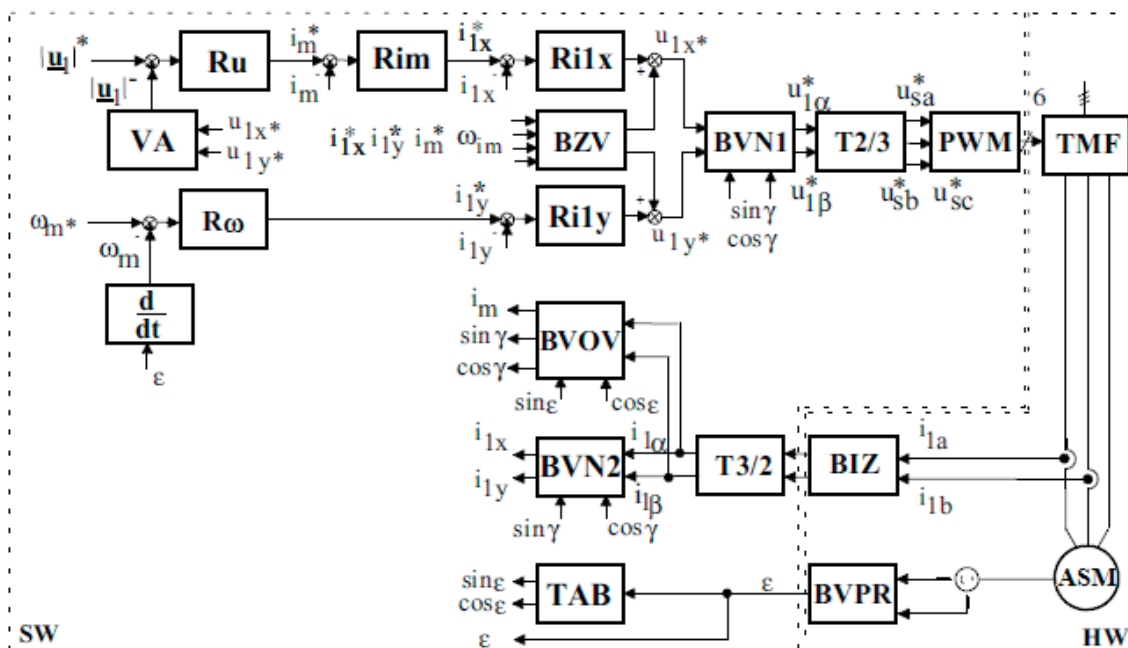
Princip vektorového řízení spočívá v rozložení prostorového vektoru statorového proudu do dvou kolmých složek i_{lx} a i_{ly} , v rotujícím souřadnicovém systému, který může být orientován na prostorový vektor výsledného magnetického toku (systém orientovaných souřadnic $[x, y]$) nebo na prostorový vektor rotorového magnetického toku (systém rotorových souřadnic $[d, q]$). Proudové složky prostorového vektoru pak určují moment a magnetizaci stroje. Momentotvorná složka vektoru statorového proudu určuje, společně s příslušným vektorem magnetického toku, moment stroje s magnetizační složka ležící ve směru vektoru magnetického toku ovlivňuje magnetizaci motoru [1].

S ohledem na jednoduché zrušení vzájemné vazby mezi jednotlivými složkami je vhodné volit vztažený souřadnicový systém (systém orientovaných souřadnic $[x,y]$) orientovaný na rotorový spřažený magnetický tok, který je tvořen magnetizačním proudem i_m na hlavní indukčnosti motoru L_h (obr.č.2.5).



Obr.č.2.5 – Rozklad prostorového vektoru statorového proudu na jednotlivé složky (souřadné systémy veličin motoru)

Obrázek č.2.6 zobrazuje strukturu regulace rychlosti asynchronního motoru s vektorovým řízením v systému orientovaných souřadnic [x, y]. Je zde část označená SW, která je řešena programovými prostředky a část s označením HW, to je část označující potřebný hardware. Asynchronní motor je napájen z nepřímého měniče kmitočtu s napěťovým meziobvodem. Fázové proudy jsou snímány pomocí moderních snímačů proudu. Jedná se o strukturu vektorového řízení se snímači polohy rotoru, respektive mechanické úhlové rychlosti.



Obr.č.2.6 – Struktura regulace rychlosti ASM s vektorovým řízením v systému orientovaných souřadnic[13]

2.2.2.3 Přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu představuje odlišný přístup k řízení asynchronních strojů. Metody přímého řízení momentu se vyznačují vůči vektorovému řízení svou jednoduchostí, která umožňuje implementaci na řídicí mikropočítač. Výhodou vektorového řízení je možnost dosažení vysoké spínací frekvence měniče frekvence, a to 10 – 20 kHz, neboť šířkově-pulsní modulátor může být řešen hardwarově. V případě přímého řízení momentu je dosažitelná spínací frekvence ovlivňována výkonností použitého procesoru. Na rozdíl vektorového řízení je při přímém řízení momentu prováděn výběr takové spínací kombinace výstupního vektoru napětí, aby bylo dosaženo žádané změny momentu stroje. Princip přímého řízení momentu spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve statoru pomocí spínání vektoru u_1 až u_6 , přičemž rychlost otáčení magnetického pole, a tím také velikost momentu motoru, je možné řídit dvěma způsoby:

- Pulsním spínáním nulového vektoru napětí u_0 nebo u_7 .
- Pulsním přepínáním směru otáčení vektoru statorového magnetického toku.

Přepínání vektorů je dáno výpočetním algoritmem na základě zvolené trajektorie koncového bodu vektoru magnetického toku stroje. Výhodou přímého řízení momentu je rychlejší odezva na žádanou změnu momentu a jednodušší struktura řízení ve srovnání s vektorovým řízením. Nevýhodou přímého řízení momentu je proměnlivý spínací kmitočet a tím i vyšší možnost rušení okolních zařízení. V současné době je známo několik metod přímého řízení momentu, přičemž řízení toku probíhá tak, že se koncový bod pohybuje po šestiúhelníku – Depenbrockova metoda, nebo se pohybuje v mezikruží – Takahashiho metoda[1, 7].

3. Bezsenzorové řízení ASM pomocí injekčních metod

3.1 Bezsenzorové řízení

Asynchronní motory, jak je již zmíněno výše, díky jednoduché konstrukci, nenáročnosti na údržbu, dobrou provozní spolehlivostí i v nebezpečných prostředích a také cenou si získaly svou atraktivitu. Tak jak se postupně vyvíjela výkonová elektronika a mikroprocesorová technika, se vyskytla možnost používat asynchronní motory nejen u pohonů s konstantními otáčkami, ale také v aplikacích, které vyžadují regulaci rychlosti. První typ řízení asynchronního motoru bylo řízení skalární, ale až po uvedení vektorového řízení se pohon s ASM vyrovnal vlastnostem pohonu se stejnosměrnými motory. Jakmile se dosáhlo těchto stejných, rovnocenných parametrů řízení, tak se obrátila pozornost na zvýšení robustnosti a spolehlivosti a naopak na snížení ceny pohonu. Tomuto mohlo velice napomoci „zbavení se“ snímače polohy rotoru respektive mechanické úhlové rychlosti – tzv. bezsenzorové řízení.

Schopnost detekovat polohu rotoru a provedení vektorového řízení bez snímače polohy se běžně nazývá bezsenzorové vektorové řízení. Bezsenzorové znamená, odstranění snímače polohy rotoru respektive mechanické úhlové rychlosti. Neznamená to, že v obvodu regulace není použit žádný snímač. Pro řízení, je nutné znát hodnoty napětí a fázových proudů, jejichž hodnoty jsou zjištěny právě pomocí snímače umístěného na hřídeli motoru. Zpětná vazba od snímače polohy rotoru, respektive snímače mechanické úhlové rychlosti rotoru, je v bezsenzorovém řízení nahrazena výpočtovým blokem nebo algoritmem, a ten na základě změřených napětí a proudů vyhodnotí aktuální polohu rotoru. K vyhodnocení úhlové rychlosti nebo polohy jsou v nynější době nasazovány softwarové prostředky, které jsou, a to zejména díky klesajícím cenám signálových procesorů a rostoucímu výkonu, stále častěji nasazovány k implementaci složitých algoritmů pro estimaci a to v reálném čase [13].

Bezsenzorové řízení má tyto přednosti:

- (i) snížení složitosti hardwaru a ceny systému,
- (ii) zvýšení mechanické robustnosti a celkové stability,
- (iii) umožňuje bezproblémový chod v nebezpečných, agresivních prostředích,
- (iv) vyšší spolehlivost,
- (v) snížené požadavky na údržbu,
- (vi) nárůst šumová imunita,
- (vii) neovlivněný moment setrvačnosti,
- (viii) zlepšení vibrací stroje,
- (ix) eliminace kabeláže pro snímač apod.[1].

Hlavní techniky, které se používají pro bezsenzorové řízení pohonů s ASM, zde řadíme:

- (i) systém s referenčním modelem (MRAS),
- (ii) estimátory využívající prostorové saturace statorových napětí,
- (iii) estimátory využívající drážkové harmonické,
- (iv) estimátory pracující v otevřené smyčce s využitím monitorování statorových proudů a napětí,
- (v) pozorovatelé (Kalmanův, Luenbergerův),
- (vi) estimátory využívající umělé inteligence (Fuzzy logika, Neuronové sítě) [13].

Bezsenzorové vektorové řízení polohy se z hlediska kvality regulačních vlastností pohybuje mezi jednoduchým skalárním řízením pohonů a mezi vektorovým řízením servopohonů pro nejnáročnější aplikace, které se ještě bez přesného snímače polohy neobejdou. Větší cenová dostupnost a neustále se zvyšující výpočetní výkonnost mikroprocesorů a signálových procesorů vede k neustále zvyšujícímu se zájmu vědeckých a výzkumných pracovníků. S pomocí výpočetní techniky u bezsenzorového vektorového řízení, můžeme více či méně přesně odhadnout okamžitou velikost veličin a parametrů, které se špatně měří, jako je magnetický tok, časová konstanta rotoru, moment motoru apod., ale také těch veličin, u kterých je měření snadnější, ale z různých důvodů se neprovádí.

U většiny metod, pro řízení asynchronního motoru s bezsenzorovým řízením se převážně řeší tyto úlohy:

- Určení aktuální polohy vektoru magnetického toku, a to kvůli transformaci souřadných systémů a kvůli rozdělení statorového proudu na dvě kolmé složky (jedná se o složku magnetizačního proudu a složku momentotvorného proudu).
- Určení mechanické rychlosti otáčení hřídele motoru, pro přesnou regulaci otáček.
- Identifikace parametrů matematického modelu asynchronního motoru, pro přesné výpočty.

Všechny metody provádějí výpočty regulačních veličin na základě získání dostupných měřených hodnot statorových proudů a napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Z modelu ASM se dají odhadnout ještě další veličiny jako je moment, skluz, magnetický tok apod., a při navrhnutém ideálním algoritmu, lze vyhodnotit změnu skutečných parametrů ASM vlivem provozních podmínek a na jejich základě dokáže upravit matematický model i parametry regulačních smyček [14].

Cílem bezsenzorového řízení je nalezení odhadu polohy rotoru nebo rychlosti, který je použit pro vektorové natočení příslušných veličin. Pokud je odhad polohy odvozen z modelu stroje jedná se o bezsenzorové řízení s matematickým modelem stroje, kde tyto metody buď přímo nebo nepřímo využívají indukovaná napětí. Pro odhad polohy rotoru jsou využívány pozorovatelé a estimátory veličin. V dalším případě, jsou metody, které nevyužívají model motoru a to jsou metody, které detekují určitou nesouměrnost uvnitř konstrukce stroje. Tyto metody jsou velice populární v poslední době, jejich výzkum řeší oblast velice nízkých otáček a nulových otáček. Tyto metody využívají vlastní nesouměrnosti stroje. Estimátory a pozorovatele lze definovat následovně.

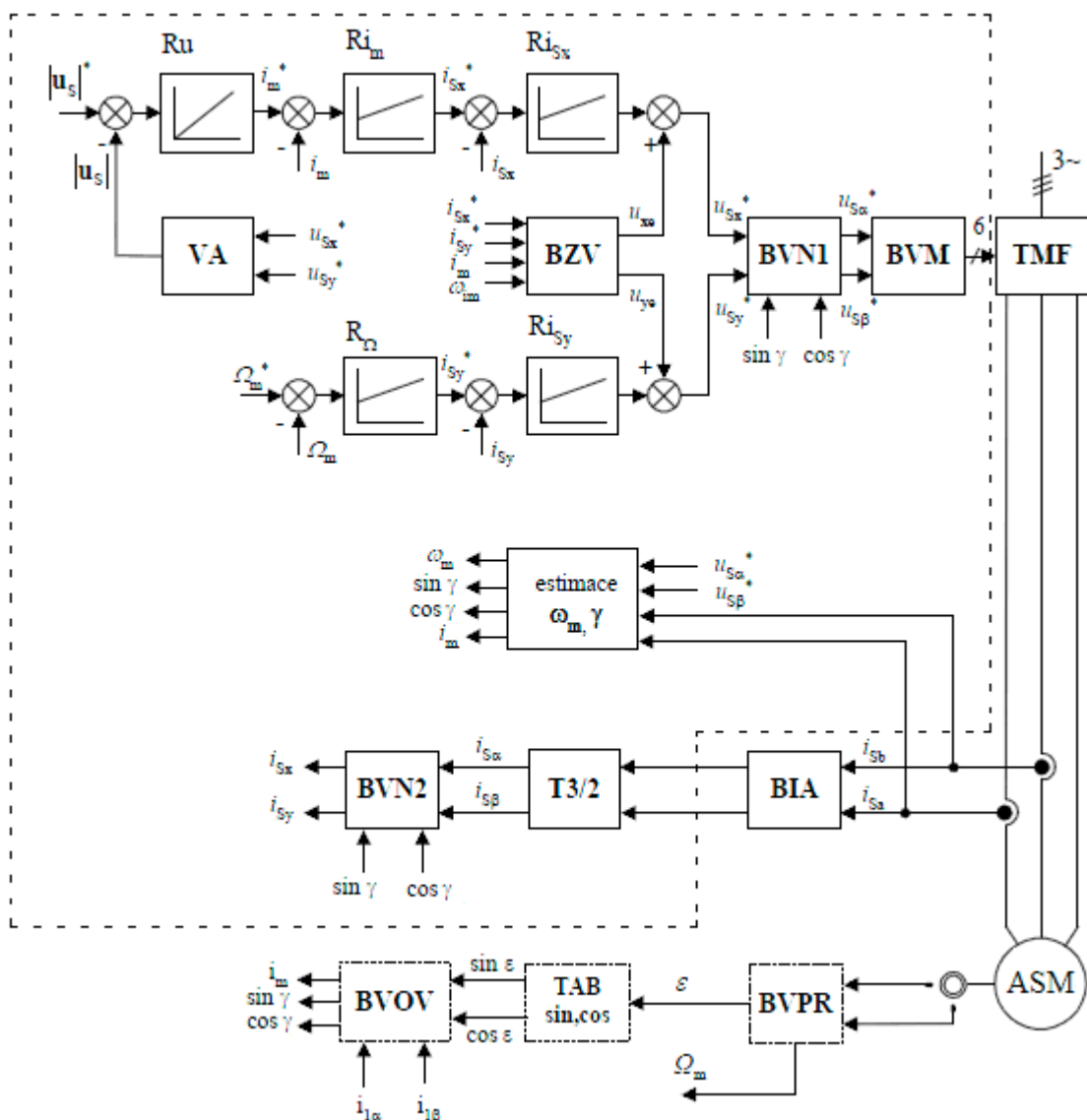
Estimátor – je ho možné definovat jako výpočetní blok, systém, jehož stavové proměnné odhadují to, jak se chová jiný systém, např. elektrický motor. Výpočetní blok je ve většině případů založený na matematickém modelu motoru (např. estimátor magnetického toku). Do estimátoru vstupují dostupné stavové veličiny, jako je proud a napětí statoru, které jsou měřeny přímo v měniči. Nastavené parametry estimátoru představují parametry řízeného motoru. Existují dva základní druhy estimátorů, a to estimátory, které pracují bez zpětné vazby (v otevřené smyčce) a estimátory, které pracují se zpětnou vazbou. Rozdíl mezi těmito dvěma druhy estimátorů je takový, pokud zahrnují korekční člen, který představuje chybu estimace, pro odezvu estimátoru, respektive pro její přizpůsobení. Jako pozorovatelé jsou označovány estimátory, které pracují se zpětnou vazbou.

Pozorovatel – je definovaný tak, že se hovoří o odchylce mezi měřenou a odhadovanou veličinou, a toto je důsledek toho, že o pozorovateli možno hovořit jako o dynamickém systému

s uzavřenými korekčními smyčkami. A to představuje největší rozdíl mezi estimátory a pozorovateli stavových veličin. Pozorovatele obecně dělíme podle reprezentace regulované soustavy, která je pozorována. Soustava může být deterministického nebo stochastického typu, a podle toho také pozorovatel je deterministický (Luenbergerův pozorovatel) nebo stochastický (Kalmanův filtr).

3.1.1 Bezsenzorové řízení pomocí pozorovatelů a estimátorů využívajících matematický model

Nejběžnější typy pozorovatelů využívají pro odhad polohy rotoru měření a zpracování základních statorových veličin, statorových napětí a proudů, a to za účelem získání okamžitých hodnot amplitudy a orientace magnetického toku. Struktury obsahují model motoru, který je schopen, na základě naměřených hodnot proudů a napětí, poskytnout informaci o rychlosti nebo magnetickém toku motoru. Pro tyto struktury s pozorovateli je nutná znalost parametrů motoru



Obr.č.3.1 – Struktura bezsnímačového vektorového řízení asynchronního motoru s využitím matematického modelu[13]

(jako jsou indukčnosti, statorový odpor, časovou konstantu rotoru apod.), proto jsou označovány jako metody využívající matematický model motoru. Jsou zde kladeny vyšší nároky na paměť a výpočetní výkon DSP a v závislosti na výpočetním výkonu hardwaru je možné využít různou složitost modelů stroje. Použitím složitějších modelů stroje je docíleno přesnějšího výpočtu změny polohy rotoru a model je také méně citlivější na změny parametrů stroje.

Podle principu funkce se mohou metody s využitím matematického modelu stroje pro estimaci polohy rotoru rozdělit do více skupin. Metody přímého výpočtu změny polohy využívají pro určení změny polohy rotoru matematické rovnice ASM. Tyto metody kladou nízké požadavky na výpočetní výkon. Pokud se změní parametry stroje, má to podstatný vliv na přesnost výpočtu. Metody, které mají estimátor se zpětnou vazbou, využívají pro určení rychlosti model, který využívá jako vstupní proměnné jeho výstupní veličiny. Je zde zavedena zpětná vazba. Díky tomu se částečně omezí vliv změn parametrů na přesnost výpočtu. Zástupcem této metody je např. systém MRAS. Výhodou těchto metod je, že umí určit nejen rychlost stroje, ale díky zpětné vazbě jsou metody schopny určit i změnu vybraných parametrů stroje a toto umožní vytvořit soustavu, která je značně necitlivá na změnu parametrů stroje. Metoda, která využívá stavového popisu systému, umožňuje pro zjištění změny polohy rotoru využít pozorovatele stavového popisu. Díky tomuto pozorovateli, který ve stavovém prostoru nevyužívá přímo matematických rovnic stroje, je méně citlivá na změny jeho parametrů. Toto je za cenu složitějšího matematického popisu pozorovatele než u výše zmíněných metod. Jako pozorovatel polohy je obvykle využíván redukovaný Luenbergerův pozorovatel. Dosahuje dobrých vlastností a není tak náročný na výpočetní výkon jako úplný Luenbergerův pozorovatel [7]. Dalšími typickými představiteli pozorovatelů jsou Klamánův filtr a rozšířený Kalmanův filtr.

Na obr.č.3.1 je zobrazena struktura regulace rychlosti asynchronního motoru s bezsenzorovým řízením. Tato struktura (obecná) je společná pro všechny druhy bezsenzorových metod řízení s tím, že pro každou metodu estimace rychlosti a orientujících veličin, se liší typem bloku estimace.

Vymezená oblast v obr.č.3.1 představuje implementaci na řídicí systém, ve kterém pro vyhodnocení orientujících veličin a pro potřebu získání úhlové rychlosti rotoru slouží blok estimace. Čerchované bloky, mimo čárkovanou oblast řídicího systému, včetně inkrementálního čidla, jsou v této struktuře zařazeny pouze pro srovnání hodnot estimovaných s hodnotami skutečnými, respektive jsou ve struktuře zahrnuty pro kontrolu správnosti vyhodnocení veličin pomocí estimačních algoritmů. Týká se to bloků BVPR – blok vyhodnocení polohy rotoru, na který následuje blok TAB – blok pro zjištění sinu a cosinu úhlu ε , a blok BVOV – blok vyhodnocení orientujících veličin. Více o těchto blocích lze najít v [13]. Pokud se chce dosáhnout srovnatelných vlastností jakých se dosahuje pomocí klasického vektorového řízení, tak z principu bezsenzorového řízení je zapotřebí vyhodnotit polohu prostorového vektoru zpráženého rotorového magnetického toku, tedy v případě orientace vektorového řízení na tento prostorový tok, a dále je zapotřebí estimovat hodnotu mechanické úhlové rychlosti rotoru, tyto činnosti probíhají právě v bloku estimace, viz. obr.č.3.1. Regulace je závislá na konkrétním algoritmu, jak bude schopen přesně estimovat polohu a rychlost. A to co možná v nejširším regulačním rozsahu.

Tyto metody mají dobré vlastnosti hlavně při vyšších rychlostech. Jestliže je nutný provoz stroje při nízkých rychlostech, jsou tyto metody pro provoz nevhodné [7, 12, 15]. Pokud střídavý stroj pracuje nízkých až nulových otáčkách je poměr signál / šum velice nízký, při měření statorového napětí, a úbytek na odporu statoru je rozhodující. Proto je obtížné získat hodnotu statorového a rotorového spráženého magnetického toku použitím jakéhokoliv matematického popisu stroje. Dále není možné pozorovat rychlost rotoru a magnetické toky, protože se stroj chová jako činný odpor. Při poklesu jmenovité rychlosti pod 5% se běžně uvádí, že odhad polohy je nedostatečný[16]. Metody jsou roto vhodné pro střední a vyšší oblast otáček.

Pro aplikace, které vyžadují funkčnost stroje při nízkých otáčkách i s polohovým řízením, jsou metody založené na matematickém modelu stroje nevhodné. A také tato strategie přináší řadu jiných nevýhod jako například citlivost daných algoritmů na změny parametrů motoru. Je také důležité připomenout skutečnost, že matematický model motoru pro tyto metody je sestavený dle určitých kritérií, které zanedbávají různé vlivy, nelinearity a parazitní jevy, což v konečné fázi vede k idealizaci daného motoru. Proto byly vyvinuty metody, které nevyužívají matematický model stroje [15]. Tyto metody právě využívají ty fyzikální jevy, nelinearity, které byly u metod řízení s matematickým modelem zanedbávané, kvůli zjednodušení matematického modelu motoru.

3.2 Injekční metody

Metody zmíněné v předchozí části byly založené na ideálním matematickém modelu motoru, který nezahrnuje všechny nelinearity nacházející se v reálném motoru. A právě metody, které nevyužívají matematický model motoru, jsou založeny na využití těchto nelinearit a touto cestou se snaží estimovat ať už polohu magnetického toku nebo polohu rotoru.

Injekční metody jsou druhou skupinou bezsenzorového řízení, které naopak nejsou založené na matematickém modelu stroje (non-model based methods) a byly vyvinuty na základě požadavků aplikací, které vyžadují práci v nízkých a nulových otáčkách včetně polohového řízení. Struktury nepřímo detekují určitou nesouměrnost, nelinearitu uvnitř stroje. Odhad polohy vektoru rotorového spráženého magnetického toku, pomocí kterého je odhadnuta poloha rotoru, je možné realizovat pomocí detekce magnetické nesouměrnosti stroje na základě odezvy statorového proudu na injektovaný buď spojitý proudový nebo napěťový signál o vyšší frekvenci do obvodu statoru nebo vzorkovací impulsy. Lze také využít saturační magnetickou nesouměrnost nebo i jiné nesouměrnosti, ale také lze využít pro odhad polohy změnu rozptylové indukčnosti nebo změnu odporu rotoru. U asynchronních motorů se spoléhají téměř všechny metody na dvě hlavní magnetické nesouměrnosti. První je nesouměrnost způsobená saturací magnetického jádra, kde se tento efekt využívá k odhadu polohy magnetického toku rotoru. Druhá nesouměrnost vzniká efektem drážkování rotoru a je využívána pro odhad polohy rotoru.

Jak je výše uvedeno, existují dvě hlavní injekční metody. Injektování spojitého napěťového nebo proudového vysokofrekvenčního signálu nebo pomocí vzorkovacích impulsů. U první metody, na vybudění nesouměrnosti je používán vysokofrekvenční spojitý napěťový signál injektovaný do statorového vinutí, který je nesuperponovaný k základnímu napětí. Jedná se o signál třífázového stabilního napětí s vyšší frekvencí v rozsahu 500Hz – 2kHz. Nejříve byl používán nízkofrekvenční signál, ale výsledky nebyly uspokojivé, proto se začal používat signál s vyšší frekvencí, který poskytoval lepší možnosti oddělení použitelného signálu pro estimaci a

dosahoval lepších výsledků. Druhá metoda se vyznačuje použitím vzorkovacích impulsů. U této metody se do napájecího napětového signálu vkládají měřicí impulsy. V tomto případě nejde o kontinuální nízko nebo vysokofrekvenční signál, ale pouze o injektování napětových impulsů, které vzájemnou kombinací v jednotlivých fázích vytvářejí napětové vektory v různých směrech. Většinou je injektovaný signál vytvořen modifikovanou PWM nebo jsou zde aplikovány speciální spínací stavy. Tento proces je prováděn v diskrétních stavech a je nutné, aby začátek měření byl co nejpřesněji synchronizován s injektovanými měřicími impulsy. Jedna z nejznámějších metod této skupiny je INFORM, metoda je vhodná pro střídavé stroje s geometrickou magnetickou nesouměrností. Máme možnost použít více způsobů jak vysokofrekvenční spojitý signál injektovat do elektrického stroje, a to především injektováním rotujícího signálu v $[\alpha, \beta]$ souřadném systému [17], nebo injektování rotujícího signálu v $[d, q]$ souřadném systému a v neposlední řadě injektování pulsujícího signálu v $[d, q]$ souřadném systému. Důležité pro aplikování injekčních metod je, aby motor, který těmito metodami řídíme obsahoval magnetickou nesouměrnost, měl by být magneticky nesouměrný. Uvedením těchto externích přídatných signálů, metody disponují výhodou nezávislosti na otáčkách stroje, proto se estimace stala nezávislou na rychlosti motoru a tím pokryla oblast nízkých a nulových rychlostí [12, 15].

Injekční metoda odstraňuje například nevýhodu minimální pracovní frekvence metody detekce kolísání polohy prostorového vektoru, kde metoda je použitelná od určitých minimálních frekvencí otáček, právě tím, že využívá pomocný modulační signál o vysoké frekvenci, řádově jednotky kHz. Modulační signál je přidán ke statorovému napětí a jsou spolu přivedeny na svorky stroje. Následně získáme pomocí synchronního filtru složku statorového proudu odpovídající modulačnímu signálu. Analýzou modulační složky je získána změna indukčnosti stroje vlivem nasycení, která odpovídá změně polohy rotoru.

Zásadní výhodou injekční metody je získání informace o poloze rotoru ze signálu o vysoké frekvenci, i když statorové veličiny mají velmi nízkou nebo i nulovou frekvenci. To umožňuje využití standardních algoritmů právě pro již zmíněnou oblast velmi nízkých nebo nulových otáček.

Injekční metoda je výhodná pro stroje, které mají rotor s vyjádřenými póly, jako je například synchronní stroj a permanentními magnety. Její využití pro asynchronní stroje je však komplikované, protože rotor stroje je téměř symetrický, proto není možné uplatnit teoretické předpoklady použité např. u synchronních motorů s vyjádřenými póly, a proto detekovaná změna indukčnosti je velmi nízká. Pro úspěšné nasazení injekční metody je nezbytné provést úpravy rotoru stroje, zvyšující změny indukčnosti v závislosti na poloze rotoru, což se obvykle provádí stupňovitým zeslabením drážek po obvodu rotoru stroje. Tato úprava pak činí injekční metodu velmi dobře použitelnou i pro asynchronní stroje. Nevýhodou je nutnost zásahu do konstrukce stroje, případně speciální konstrukce rotoru, což zvyšuje cenu celého pohonu a neumožňuje univerzální nasazení injekční metody [7].

Techniky metod využívající injekci vysokofrekvenčního signálu jsou vhodné pro odhad magnetického toku nebo polohy rotoru při nízkých a nulových otáčkách, ale nejen pro tyto činnosti, také jsou vhodné pro analýzu elektrických střídavých strojů. Zejména se dají využít pro analýzu saturace, která ovlivňuje mnohé parametry daného stroje [15].

3.2.1 Rozdělení injekčních metod

Na odhad (estimaci) polohy rotorového magnetického toku se využívá fakt, že asynchronní motor je při svoji činnosti nasycený. To znamená, že magnetický tok je ve vzduchové mezeře ve tvaru zploštělé sinusové vlny, která se dá vyjádřit i jako součet první a třetí harmonické dané elektrické frekvence. Tento efekt bývá označován jako nesouměrnost způsobená saturací (NSS) magnetického jádra.

Tvar magnetického toku je však ve vzduchové mezeře navíc ještě deformovaný i dalšími faktory, mezi které patří drážkování magnetického obvodu statoru a rotoru (nesouměrnost způsobena drážkami rotoru – NZDR), případně je deformovaný účelově vyrobenou nesouměrností rotoru (efekt navrhnuté účelové nesouměrnosti). Všechny tyto aspekty mají společnou vlastnost a to, že souvisí se vzájemnou polohou rotoru a statoru a tím jsou vhodné na odhadování polohy rotoru.

Poznatek o tom, že v motoru existují jevy, které přímo souvisí ať už s polohou magnetického toku anebo s polohou rotoru, je základem všech strategií zaměřených na odhad veličin, když neuvažujeme použití modelu motoru. Hlavními rozdíly používaných metod je pouze způsob, jak tyto veličiny získat z motoru, aby byly použitelné pro odhad. Všechny metody využívají určitý způsob injektování napětíového nebo proudového signálu. Podle druhu injektování můžeme metody rozdělit následovně [2, 9, 10]:

injektování periodického signálu:

- injektování synchronního pulzujícího signálu
- injektování vysokofrekvenčního signálu
- injektování synchronně pulzujícího vysokofrekvenčního signálu
- "zero-sequence technique"

injektování diskrétních napětíových impulsů:

- INFORM
- injektování testovacích impulsů tzv. zero-sequence voltage
- injektování testovacích impulsů tzv. zero-sequence current

3.2.1.1 Injektování synchronního pulzujícího signálu

V tomto případě jde o injektování proudu relativně vysoké frekvence ω_{IHF} , a proto je vhodná pro pohon napájený z proudového zdroje. Tuto metodu navrhl Blaschke a využívá nelineární efekt způsobený vzájemnou indukčností při injektování vysokofrekvenčního proudu v soustavě d, q svázané se synchronním magnetickým polem. Jak už i název napovídá, proud pulzuje, a to ve směru estimovaného magnetického toku. Vlivem saturace se odezva rotorového proudu na injektovaný proud mění a je funkcí polohy magnetického toku. Ve skutečnosti se však rotorové proudy neměří, ale přibližně odhadují za pomoci statorového napětí. Tato metoda je navržena s použitím napětíového modelu, a tak rozšiřuje jeho oblast o rozsah při nízkých a nulových rychlostech [2].

Blaschke ukázal bezsnímačové řízení momentu při relativně nízké frekvenci injektovaného proudu (20Hz) s použitím proudových hysterezních regulátorů. Při zvyšování frekvence se ukázaly problémy v realizaci způsobené pásmem propustnosti regulátorů proudu. Podobná metoda je využita v dalším zkoumání, ale zde je použita mnohem vyšší pulzující frekvence na úrovni 500Hz-2kHz. Injektování se opět uskutečňuje v d ose estimované soustavy spřažené s magnetickým polem, přičemž se uvažuje o jeho odchylce vůči skutečné poloze d, q systému svázané s magnetickým polem motoru. Je navržených několik způsobů jak odhadnout tuto odchylku. Je navržen způsob, kde se vysokofrekvenční proud měří v soustavě, která je posunuta o $-\pi/4$ vůči soustavě, v níž je uskutečněné injektování. Pokud předpokládáme, že vysokofrekvenční impedance má tvar elipsy (deformace způsobená saturací), impedance d, q v měřené soustavě budou stejné jako impedance v estimované soustavě pouze tehdy, když se tyto soustavy budou v daném okamžiku překrývat. Rozdíl v amplitudě d, q impedancí bude úměrný odchylce estimované polohy magnetického pole od skutečné polohy.

Je také navržena metoda, kde se měření odezvy vysokofrekvenčního proudu uskutečňuje v q ose soustavy svázanou s estimovaným magnetickým polem motoru. Pokud tato soustava není totožná se skutečnou soustavou svázanou s magnetickým polem motoru, bude vlastní injektování provedeno nejen do q ale i do d osy skutečného magnetického pole. Při předpokladu, že vysokofrekvenční impedance je ve fázi s d osou skutečného magnetického pole, impedance v d a q ose nebudou stejné, a to je výsledkem toho, že proud nebude ve fázi s injektován napětím. Proud bude téct i do q osy injektovaného systému a velikost jeho amplitudy bude odrážet informaci o odchylce mezi oběma soustavami (estimované a skutečné poloze magnetického pole) [12].

3.2.1.2 Injektování vysokofrekvenčního signálu

Jedni z prvních, kteří použili místo injektování proudového signálu injektování napěťového signálu byli Lorenz a Sul [9], [10]. Vycházeli z myšlenky, že je mnohem jednodušší injektovat napětí než proud. Pro injektování se používá efekt drážkování rotoru, který je klíčovou nelinearitou pro odhad polohy rotoru asynchronního motoru. I když je tato nelinearita více méně nežádoucí a z tohoto důvodu je potlačována výrobci, prakticky se vyskytuje u všech motorů. Efekt drážkování (RSHE – z anglického "Rotor Slot Harmonic") způsobuje harmonické, jejichž řád a amplituda jsou závislé hlavně na konstrukčním návrhu motoru [2].

3.2.1.3 Injektování synchronně pulzujícího vysokofrekvenčního signálu

Jednou z metod využívajících pulzující injektovaný signál je metoda, kterou navrhl Lipo. V tomto případě je pulzující injektovaný signál vysoké frekvence injektovaný v soustav $[\alpha, \beta]$ svázané se statorem, čehož výsledkem je modulace vysokofrekvenčního proudu opět v soustavě $[\alpha, \beta]$. Následné zpracování těchto signálů (demodulace proudů) vede k odhadu příslušných veličin [2].

3.2.1.4 „Zero-sequence technique“

I když tato metoda také využívá vysokofrekvenční injektovaný signál, tak se od předchozí podstatně liší, protože informace se nezískává demodulací fázových proudů, jak tomu bylo v předchozích případech. Autorem je Console a metoda je založená na myšlence, že změna saturace a vysokofrekvenční injektování vytvoří vysokofrekvenční napětí (zero-sequence voltage), které lze měřit mezi uzlem do hvězdy zapojeného motoru a fiktivním středem DC obvodu měniče. Následným sledováním přechodu napětí nulou, a tím získáním úhlové rychlosti ω_0 , se dosáhne požadovaná informace, ať už o poloze magnetického toku nebo o poloze rotoru. Tato jednoduchá metoda však vyžaduje dostatečně vysokou spínací frekvenci a nastavení vhodného poměru mezi spínací frekvencí a frekvencí injektovaného signálu. Console použil spínací frekvence 25kHz a frekvenci injektovaného signálu je 500Hz [12].

3.2.1.5 INFORM

Tato metoda vyvinutá rakouským autorem Schroedlem, tvoří základ pro všechny metody využívající injektování napěťových impulzů. V tomto případě se nevyužívá vysokofrekvenční pokračující injektování, ale prostřednictvím napěťového měniče se injektují napěťové impulzy, které vytvářejí napěťové vektory v různých směrech. Název INFORM se zkratkou anglického **I**ndirect **F**lux detection by **O**n-line **R**eactance **M**easurement. V překladu to znamená nepřímá detekce magnetického toku motoru pomocí měření reaktancí motoru po dobu normálního chodu motoru. Metoda byla původně vyvinuta pro PMSM na detekci polohy magnetického toku, což je však též dostatečná informace v případě momentového řízení asynchronních motorů. V obou případech se metoda snaží vysledovat nesymetrie magnetických reaktancí motoru způsobených ať už geometrickou nesouměrností motoru anebo nasycením magnetických částí motoru, nejčastěji zubů statoru nebo rotoru. Měření se uskutečňuje za pomoci série napěťových impulzů v různých směrech a následným měřením odezev statorových proudů. Do místa, kde nesymetrie vytváří minimální reaktanci je položena tzv. INFORM os. Když jsou napěťové injektované impulzy nezávisle na chodu motoru, umožňuje tato metoda odhad při libovolném pracovním bodě motoru, avšak musí být splněny dvě základní kritéria:

- měření proudových odezev musí být přesně synchronizované s vytvářením napěťových impulzů,
- v motoru musí existovat geometrická anebo magnetická nesymetrie, která zabezpečí modulaci měřeného signálu a tím umožní její samostatnou detekci.

Geometrická nesymetrie je hlavně u nových motorů zanedbatelná, metoda se pro tyto motory především opírá o magnetickou nesouměrnost. Při použití této metody se magnetický tok rotoru odhaduje sledováním saturace magnetického obvodu. Elektrické motory můžeme rozdělit do následujících kategorií:

- typ A, kde je INFORM os kolmá na směr magnetického toku,
- typ B, kde je INFORM os rovnoběžná se směrem magnetického toku,
- typ C, kde INFORM os mění svoji polohu od kolmé na rovnoběžnou se směrem magnetického toku,
- typ D, stroje, u kterých není možná detekce INFORM os.

Doposud nebylo blíže specifikováno a je to i předmětem nepřetržitého výzkumu, které konstrukční faktory návrhu strojů ovlivňují zařazení motoru do kategorie A nebo B. Z tohoto důvodu nebyl doposud navrhnutý motor, při kterém by nedocházelo vlivem zatížení k posunu mezi detekovanou polohou nesouměrnosti a polohou magnetického toku. Ve většině případů se to řeší zavedením určité korekce vycházející ze změny zatížení motoru. Základní injektování spočívá v injektování krátkých napěťových impulsů v délce trvání 5-35 μ s (závisí na parametrech motoru) [2,12].

3.2.1.6 Injektování testovacích impulsů – zero-sequence voltage

Na detekci nesouměrnosti se sice používají napěťové impulsy, ale jejich odezva se měří ve formě fázových napětí, tedy mezi jednotlivými svorkami každého vinutí a uzlem do hvězdy zapojeného motoru. Tímto způsobem usiluje Holtz o odhad polohy rotoru asynchronního motoru, využíváním modulace reaktance způsobené drážkováním rotoru. Na vytvoření napěťových impulsů je použita specifická PWM sekvence, která způsobí krátké prudké narůstání fázových proudů. Změna (derivace) proudů však není symetrická, a to vytvoří napětí na uzlu vinutí motoru. Tato metoda je tímto ale omezena jenom na motory zapojené do hvězdy a vyžaduje také přístup k uzlu motoru. Výhodou je, že měření napětí může být lehčí než měření proudů, přičemž je však stále nezbytná synchronizace měření s vytvářením napěťových impulsů. Řeší se zde také problém s odrazem napěťové vlny u dlouhých napájecích kabelů a problémy spojené se vzniklými proudovými impulsy. Není zde však řešen problém vlivu saturace magnetického jádra, ani vliv indukovaného napětí vzniklého otáčením rotoru. Také se předpokládá zcela symetrický vliv drážkování rotoru. Všechny tyto jevy v konečném důsledku výrazně ovlivňují kvalitu získané informace o poloze rotoru [2,12].

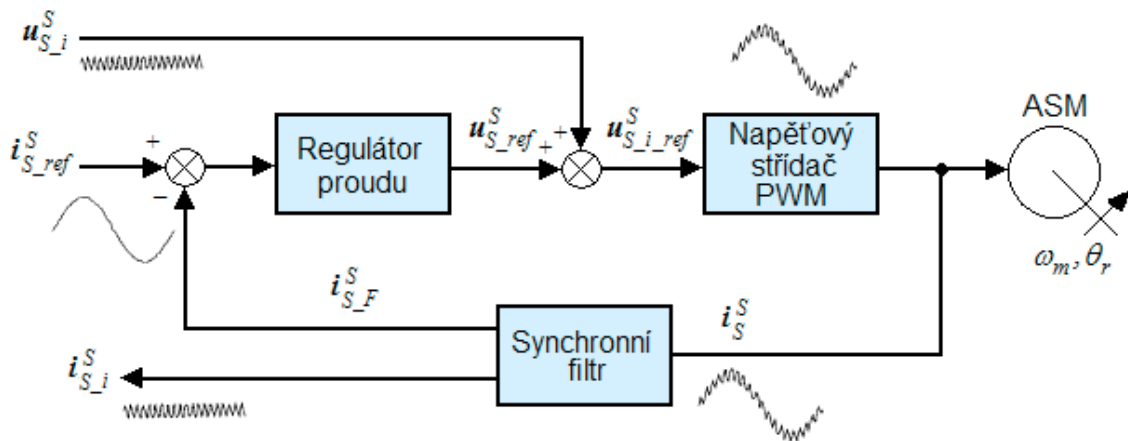
3.2.1.7 Injektování testovacích impulsů – zero-sequence current

Tato metoda se opět spoléhá na injektování napěťových impulsů, jak tomu bylo i v předcházejících dvou metodách. Hlavním rozdílem je však myšlenka jak měřit reaktanci, ať už vlivem saturace nebo vlivem drážkování rotoru. V INFORM metodě se zmodulovaná reaktance měří za pomoci změny proudových derivací fázových proudů. Ve skutečnosti se zjišťoval proudový rozdíl pomocí dvou po sobě jdoucích měření proudů v definovaném rozestupu. Takový signál byl ale zašuměný. V metodě navržené Holtzem se proto měřilo napětí, což ale to vyžadovalo zapojení do hvězdy. Metoda zero-sequence current je metoda využívající tzv. nulový proud. Tento proud vzniká ve vinutí vlivem injektování napěťových impulsů a jeho derivace se mění, jak tomu bylo i v předcházejících metodách, vlivem nesymetrické magnetické reaktance. Když se tento proud uzavírá jen přes vinutí, je nutný přístup ke svorkovnici motoru, kde se přímo měří derivace výše zmíněného proudu. Tato metoda je pro změnu omezena jen na zapojení do trojúhelníku [2,12].

4. Výběr injekční metody pro estimaci mechanické úhlové rychlosti ASM

4.1 Metoda s injektováním napět'ového signálu

Injektování se uskutečňuje za pomoci přídavného souměrného sinusového napět'ového signálu, který je superponovaný k základnímu napájecímu napětí (obr. 4.1). Frekvence se volí v rozsahu 500Hz - 2kHz a injektování probíhá v soustavě $[\alpha, \beta]$ svázané se statorem. V tomto případě musí být opatrně zvolena frekvence i amplituda. Frekvence injektovaného signálu musí být dostatečně vysoká, aby nebyl problém s odstraněním základní frekvence v odvození proudu s vyšší frekvencí, avšak vzhledem k hodnotě spínací frekvence musí být zachována dostatečná přesnost. Není vhodné vytvořit sinusový signál s frekvencí 5kHz a spínací frekvenci 10kHz, kde by byly dvě sepnutí na jednu periodu injektovaného signálu, pak by to v žádném případě nebyl sinusový průběh. Amplituda musí být zvolena tak, aby injektování výrazně neovlivňovalo samotnou činnost motoru, ale přitom proudová odezva na injektování napětí musí být dostatečně vysoká za účelem dalšího zpracování. Obvykle se amplituda pohybuje v rozmezí 5-20V [2].



Obr.č.4.1 – Injektování vysokofrekvenčního napět'ového signálu[2]

4.1.1 Model asynchronního motoru při vyšších frekvencích

Model asynchronního motoru při vyšších frekvencích je možné odvodit z napět'ových rovnic motoru v statorovém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$:

$$u_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\psi_s^s}{dt} \quad (4.1)$$

$$0 = R_r i_r^s + \frac{d\psi_r^s}{dt} - j\omega_m \psi_r^s \quad (4.2)$$

$$\psi_s^s = L_s i_s^s + L_h i_r^s \quad (4.3)$$

$$\psi_r^s = L_h i_s^s + L_r i_r^s \quad (4.4)$$

Veličiny q^S jsou definovány:

Vektor statorového a rotorového magnetického toku $\psi_S^S = \psi_{S\alpha} + j\psi_{S\beta}$, $\psi_R^S = \psi_{R\alpha} + j\psi_{R\beta}$, vektor statorového napětí $u_S^S = u_{S\alpha} + ju_{S\beta}$, vektor statorového proudu $i_S^S = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$, R_S a R_R odpory statorového a rotorového vinutí, L_S a L_R jsou statorové a rotorové indukčnosti.

Celková statorová a rotorová indukčnost L_S , L_R (L_h je magnetizační indukčnost, $L_{S\sigma}$ je statorová rozptylová indukčnost, $L_{R\sigma}$ je rotorová rozptylová indukčnost) jsou definovány následovně:

$$L_S = (L_h + L_{S\sigma}) \quad (4.5)$$

$$L_R = (L_h + L_{R\sigma}) \quad (4.6)$$

$$L_{S\sigma} = L_S - \frac{L_h^2}{L_S L_R} \quad (4.7)$$

Na vyšších frekvencích můžeme úbytek na statorovém a rotorovém odporu R_S , R_R zanedbat:

$$u_S^S \cong \frac{d\psi_S^S}{dt} \cong L_S \frac{di_S^S}{dt} + L_h \frac{di_R^S}{dt} \quad (4.7)$$

$$0 \cong \frac{d\psi_R^R}{dt} \cong L_h \frac{di_S^S}{dt} + L_R \frac{di_R^S}{dt} - j\omega_m (L_h i_S^S + L_R i_R^S) \quad (4.8)$$

Pro konstantní úhlovou frekvenci injektovaného signálu ω_i , můžeme napsat následující rovnice [9]:

$$0 \cong j(\omega_i - \omega_m)(L_h i_S^S + L_R i_R^S) \quad (4.9)$$

$$(\omega_i - \omega_m) \neq 0 \Rightarrow (L_h i_S^S + L_R i_R^S) = 0 \quad (4.10)$$

$$i_R^S \cong \frac{L_h}{L_R} i_S^S \quad u_S^S \cong j\omega_i L_{S\sigma} i_S^S \quad (4.11)$$

V případě, že existuje v asynchronním motoru magnetická nesouměrnost závislá na poloze rotoru, statorová rozptylová indukčnost není konstantní a je možné ji definovat jako funkci závislost na poloze rotoru. V statorovém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$, lze vyjádřit rovnici (4.11) následovně:

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} \end{bmatrix} = j\omega_i \left\{ \begin{bmatrix} L_{S\sigma} + \Delta L_{S\sigma} \cos(h\varepsilon) & -\Delta L_{S\sigma} \sin(h\varepsilon) \\ -\Delta L_{S\sigma} \sin(h\varepsilon) & L_{S\sigma} + \Delta L_{S\sigma} \cos(h\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (4.12)$$

kde jsou:

$L_{S\sigma}$	střední hodnota statorové rozptylové indukčnosti.
$\Delta L_{S\sigma}$	rozdílová hodnota statorové rozptylové indukčnosti způsobená nesouměrností.
h	harmonické číslo nesouměrnosti vyjádřené jako dvojnásobek poměru úhlové frekvence, s kterou nesouměrnost rotuje, a úhlové frekvence rotoru (může být kladné, záporné, nebo 0).
ε	úhel rotoru.

Pro nesouměrnost, která rotuje se stejnou úhlovou frekvencí jako rotor $h = 2$ [2].

4.1.2 Injektování napěťového signálu s vyšší frekvencí

Napěťový signál s vyšší úhlovou frekvencí ω_i a konstantní amplitudou U_i je možné definovat následovně [2, 9, 10]:

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha-i} \\ u_{S\beta-i} \end{bmatrix} = U_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ -\sin(\omega_i t) \end{bmatrix} = U_i e^{j\omega_i t} \quad (4.13)$$

Jestliže bude asynchronní motor s nesymetrickou rozptylovou indukčností podle rovnice (4.12) buzen injektovaným napěťovým signálem podle rovnice (4.13), bude ve statoru motoru procházet injektovaný proud, který je možné definovat následovně:

$$\mathbf{i}_{S-i}^S = \begin{bmatrix} i_{S\alpha-i} \\ i_{S\beta-i} \end{bmatrix} = I_{i-p} \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} - I_{i-n} \begin{bmatrix} \sin(h\varepsilon - \omega_i t) \\ \cos(h\varepsilon - \omega_i t) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{i}_{S-i}^S = -jI_{i-p} e^{j\omega_i t} + jI_{i-n} e^{j(h\varepsilon - \omega_i t)} \quad (4.15)$$

$$I_{i-p} = L_{S\sigma} \frac{U_i}{\omega_i (L_{S\sigma}^2 - \Delta L_{S\sigma}^2)} \quad I_{i-n} = \Delta L_{S\sigma} \frac{U_i}{\omega_i (L_{S\sigma}^2 - \Delta L_{S\sigma}^2)} \quad (4.16)$$

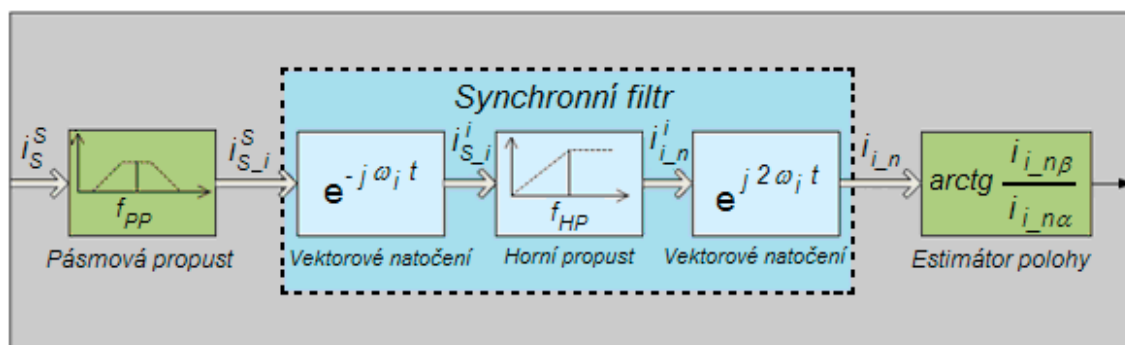
Proud s vyšší frekvencí, který vznikne injektováním přídatného napěťového signálu, obsahuje dvě základní složky [2]:

- pozitivní složku I_{i-p} , která neobsahuje informaci o poloze. Tato složka je úměrná střední hodnotě rozptylové indukčnosti.
- negativní složku I_{i-n} , která obsahuje informaci o poloze rotoru. Je odrazem velikosti rozdílu statorové indukčnosti po obvodu motoru.

4.1.3 Synchronní filtr

Pro detekci proudu s vyšší frekvencí a získání informace o poloze rotoru je možné použít tzv. synchronní filtr (viz. obr. č. 4.1), jehož činnost vychází z rovnic (4.14) až (4.16). Filtr typu pásmová propust (band-pass filter) odstraní ze signálu základní proudovou složku a

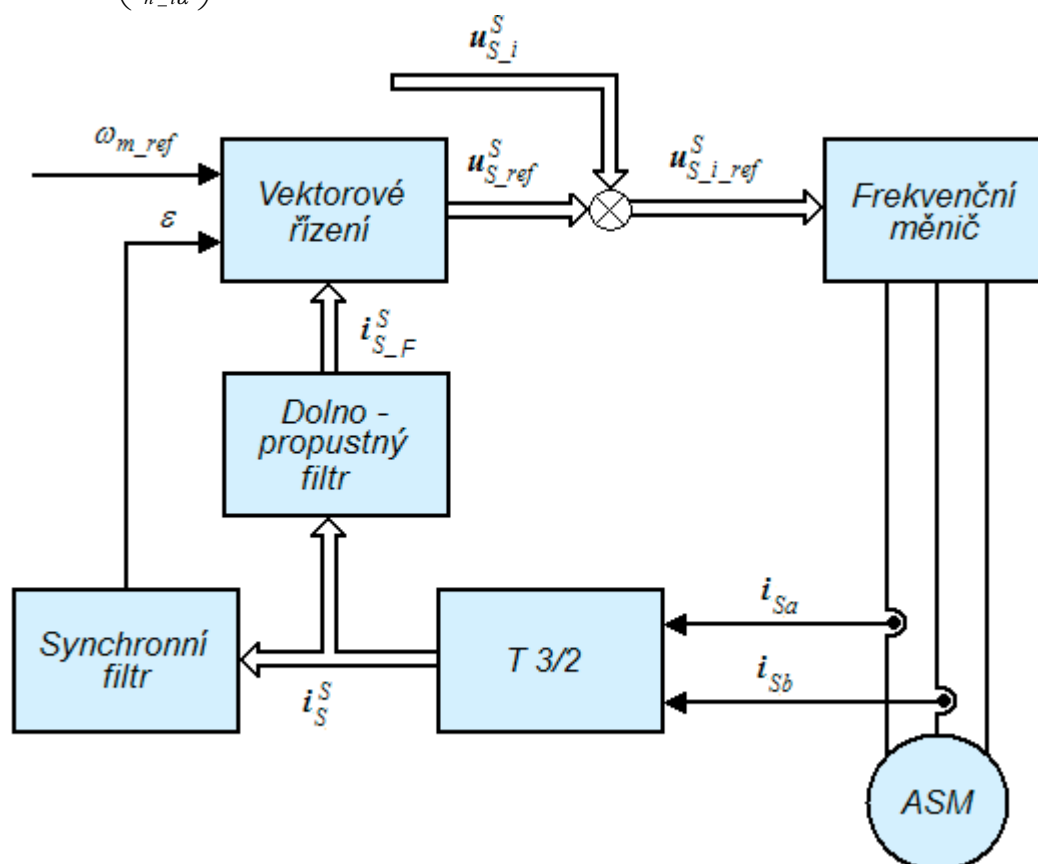
propustí signál s vyšší frekvencí. Pomocí vektorového natočení do systému rotujícího s úhlovou frekvencí ω_i získáme stejnosměrnou složku a nosný signál s úhlovou frekvencí $2\omega_i$.



Obr.č.4.2 – Blokové schéma synchronního filtru[2]

Frekvenční filtr typu horní propust (high-pass filter) eliminuje stejnosměrnou složku. Jeho dostatečně velká mezní frekvence zajistí, že signál s úhlovou frekvencí $2\omega_i$ zůstane prakticky nezměněn. Zpětným vektorovým natočením získáme složky $i_{i_n\beta}^i$ a $i_{i_n\alpha}^i$, pomocí kterých můžeme určit úhel rotoru [2]:

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{i_{i_n\beta}^i}{i_{i_n\alpha}^i} \right) \quad (4.17)$$



Obr.č.4.3 – Implementace injekční metody do regulační struktury[2]

Implementaci injekční metody do regulační struktury asynchronního motoru s vektorovým řízením zobrazuje obrázek č.4.3.

Metodu s injektováním napěťového signálu s vyšší frekvencí je možné použít u asynchronních motorů, které v závislosti na poloze rotoru vykazují nesouměrnost. Frekvenční měnič musí být schopen produkovat injektovaný signál s vyšší frekvencí, což má nepříznivý důsledek, který zvyšuje ztráty v měniči a v asynchronním motoru. Přídavné, injektované napětí je tedy přidáno k základnímu napětí, které redukuje použitelné napětí pro regulační účely. Pokud je tedy injekční metoda používána pro celou regulační oblast otáček, dochází také k redukci maximální dosažitelné hodnoty otáček, proto je vhodné použít tuto metodu pouze pro omezenou oblast, např. pro malé a nízké otáčky.

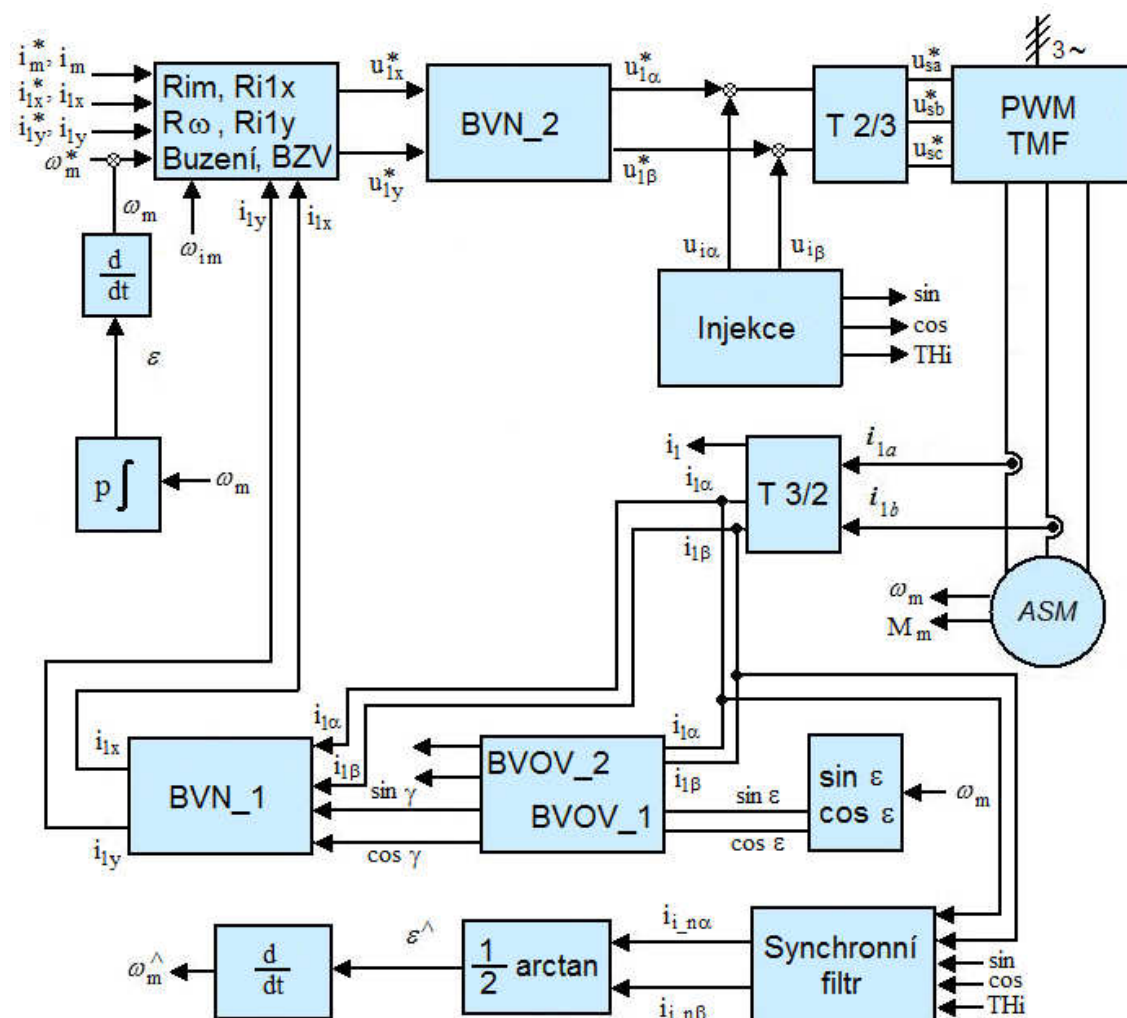
Pro asynchronní motory s malou nesouměrností se může nepříznivě projevit deformace napětí způsobená ochrannou dobou výkonových polovodičových spínačů měniče frekvence, která může mít podstatný vliv na kvalitu estimace polohy a rychlosti, zejména v oblasti malých rychlostí. Proto je nutné provést kompenzaci vlivu ochranné doby výkonových prvků měniče [2].

5. Návrh, realizace a ověření simulačních modelů

5.1 Návrh a realizace simulačních modelů

Výše v práci je již uvedeno, že cílem praktické realizace bezsenzorového řízení bylo realizovat pomocí injekční metody bezsenzorové řízení struktury s asynchronním motorem. K sestavení dané struktury byl využit sofistikovaný matematický program společnosti MathWorks – Matlab. Pro simulace byla využita hlavně jeho součást Simulink.

Byl simulován pohon s regulační strukturou dle blokového schématu na obr.č.5.1 a kompletní regulační struktura ze simulačního programu je uvedena v příloze I. Návrh byl proveden dle kapitoly 4, kde je kompletně popsána metoda injektování napětíového signálu o vyšší frekvenci. Podrobný popis vektorového řízení ASM, který je použit ve stejné struktuře je popsán v literatuře [1, 3] a v kapitole 2.2.2 této práce.



Obr.č.5.1 – Blokové schéma (zjednodušené) struktury vektorového řízení ASM s injekční metodou

Na obrázku č.5.1 je možné vidět blokové schéma navržené simulační struktury bezsenzorového vektorového řízení s injekční metodou. Toto blokové schéma je zjednodušené a celková struktura z programu Matlab-Simulink je uvedena v příloze I.

5.2 Simulační ověření modelů a analýza výsledků simulací

Veškeré zde provedené simulace, respektive model struktury vektorového řízení asynchronního motoru namodelovaný v Matlab – Simulink, byl pro simulační ověření poskytnutý vedoucím mé diplomové práce panem prof. Ing. Pavlem Brandštetterem, CSc. Popis nastavení parametrů v jednotlivých blocích vektorového řízení je uveden v literatuře [1, 3]. Zde jsou zobrazeny důležité parametry regulátorů, časové konstanty, zesílení, přenosové parametry apod. Do struktury vektorového řízení asynchronního motoru byla implementována injekční metoda s injektováním napětového signálu s vyšší frekvencí, a pomocí filtrů, bloků vektorového natočení apod., je získávána estimovaná poloha úhlu natočení rotoru ε .

Simulační ověření navržených modelů bylo provedeno ve výše uvedeném programu Matlab – Simulink. Struktura simulačního modelu a vnitřní struktury důležitých bloků, jsou uvedeny k nahlédnutí v přílohách I - XXI.

Jako parametry simulačního modelu motoru byly zadány hodnoty asynchronního motoru:

$R_s = 2,10\Omega$	-	činný odpor fáze statoru v teplém stavu
$R_r = 2,51\Omega$	-	činný odpor fáze rotoru přepočtený na stator - v teplém stavu
$L_h = 0,129H$	-	hlavní indukčnost
$L_s = 0,137H$	-	celková statorová indukčnost
$L_r = 0,137H$	-	celková rotorová indukčnost
$L_{s\sigma} = 0,008H$	-	rozptylová indukčnost fáze statoru
$L_{r\sigma} = 0,008H$	-	rozptylová indukčnost fáze rotoru přepočtená na stator

Vnitřní strukturu namodelovaného asynchronního motoru s nastavením parametrů je možné vidět v příloze II.

Pro ověření simulačních modelů, byly zvoleny hodnoty žádaných otáček, a to:

- oblast malých otáček **50 ot/min**
- Průběh: čas [s] - [0 0.1 0.1 0.7 0.9 1.2 1.2 2]
otáčky [ot/min] - $0.1 * [0 \ 0 \ 500 \ 500 \ 400 \ 400 \ -400 \ -400]$
- oblast nízkých otáček **30 ot/min** (průběh: obdobný jako výše, jen $0.06 * \text{otáčky}$)
 - oblast otáček blízkých se nule **5 ot/min** (průběh: obdobný jako výše, jen $0.01 * \text{otáčky}$)

Pro otáčky 50 ot/min jsou uvedeny veškeré průběhy veličin, které obsahuje struktura bezsensorového vektorového řízení s injektováním napětového signálu s vyšší frekvencí. Tyto průběhy jsou např.: statorové proudy ve všech fázích, průběh momentu stroje, průběh magnetizačního proudu, průběh momentotvorného proudu, průběhy otáček, žádaných, skutečných a estimovaných, průběh magnetického zpraženého toku apod. Simulační výsledky s rychlostí 50 ot/min jsou uvedeny v další kapitole v prvním případě.

Pro zbylé dvě oblasti otáček, jak pro oblast běžných otáček, tak i pro oblast malých otáček jsou uvedeny pouze průběhy otáček a průběh úhlu natočení rotoru ε . Porovnání otáček je provedeno tak, že jsou srovnávány žádané otáčky s otáčkami skutečnými, pak žádané otáčky s estimovanými otáčkami, následuje porovnání skutečných otáček s estimovanými otáčkami a posledním případem je uveden průběh všech otáček v jednom grafu, pro kompletní porovnání. Simulační výsledky s těmito rychlostmi jsou uvedeny v další kapitole.

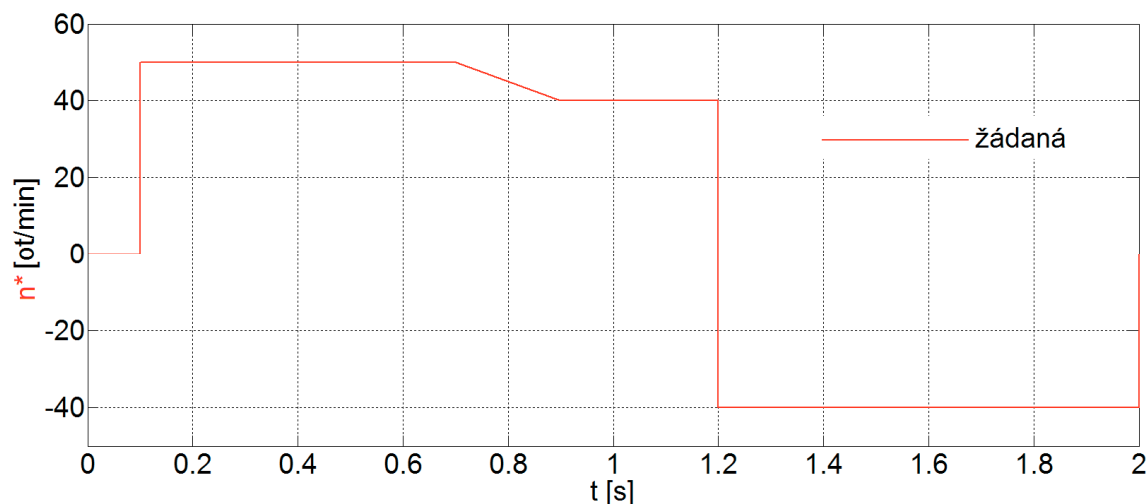
5.2.1 Výsledné ověření simulačních průběhů struktury

Pro první případ ověření simulačních průběhů namodelované struktury bezsenzorového vektorového řízení s využitím injektování signálu o vyšší frekvenci byla použita oblast nízkých otáček 50 otáček za minutu. Pro tento rozsah jsou uvedeny veškeré důležité průběhy. Pro posouzení kvality regulace simulace, je velice důležité posoudit průběh otáček. Byl proto nadefinován průběh žádaných otáček, aby bylo možné sledovat chování motoru při konstantním průběhu, při skokové změně, při reverzaci otáček apod. Časový průběh otáček je zvolen dle následujícího nastavení.

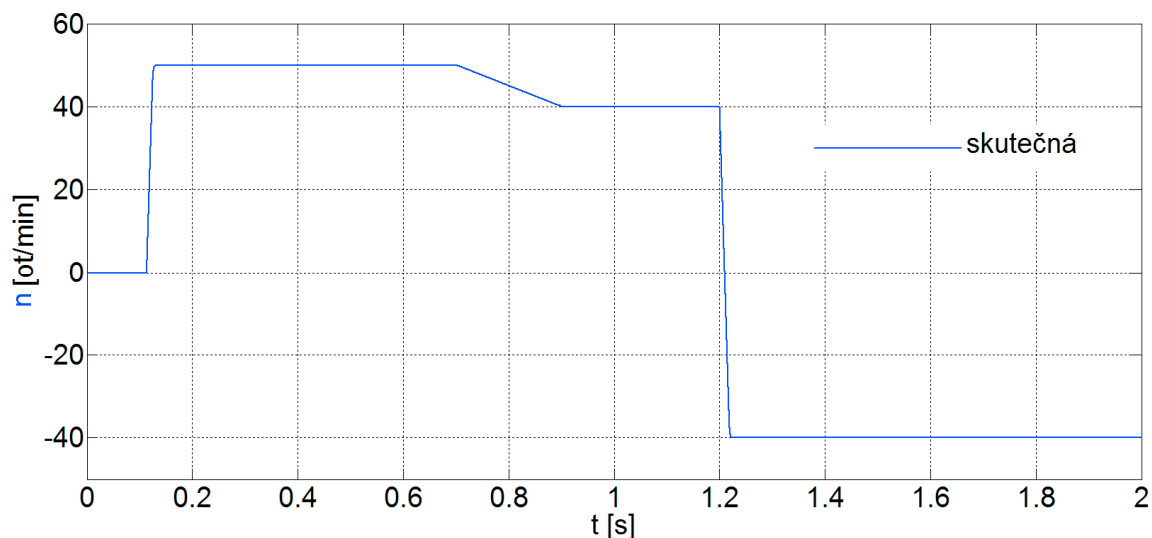
Oblast malých otáček 50 ot/min:

čas [s] - [0 0.1 0.1 0.7 0.9 1.2 1.2 2]
n [ot/min] - 0.1*[0 0 500 500 400 400 -400 -400]

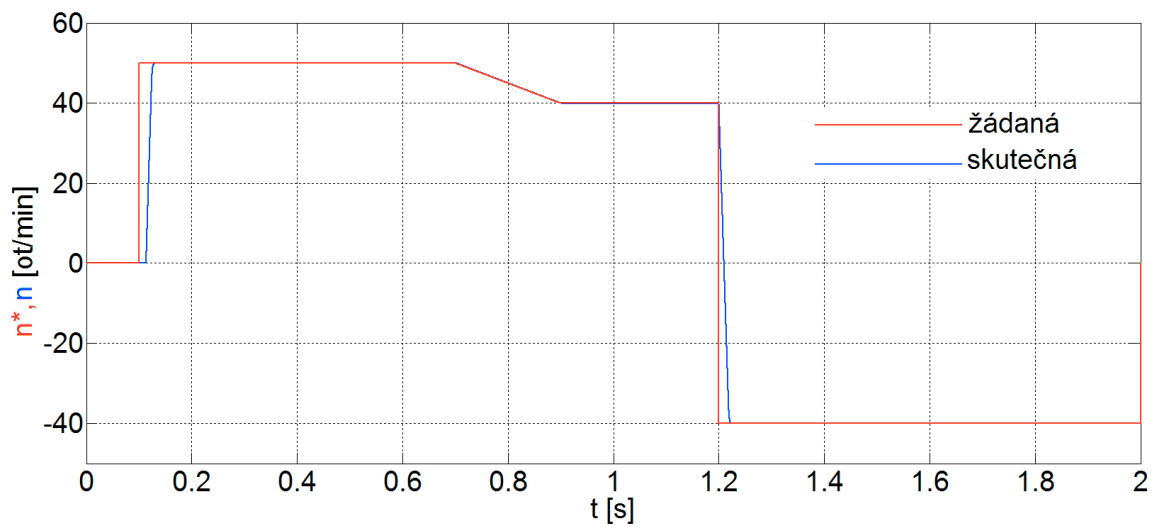
Hodnotě času vždy odpovídá hodnota otáček, tak jak je to uvedeno na obr.č.5.2, kde je zobrazený žádaný průběh otáček motoru.



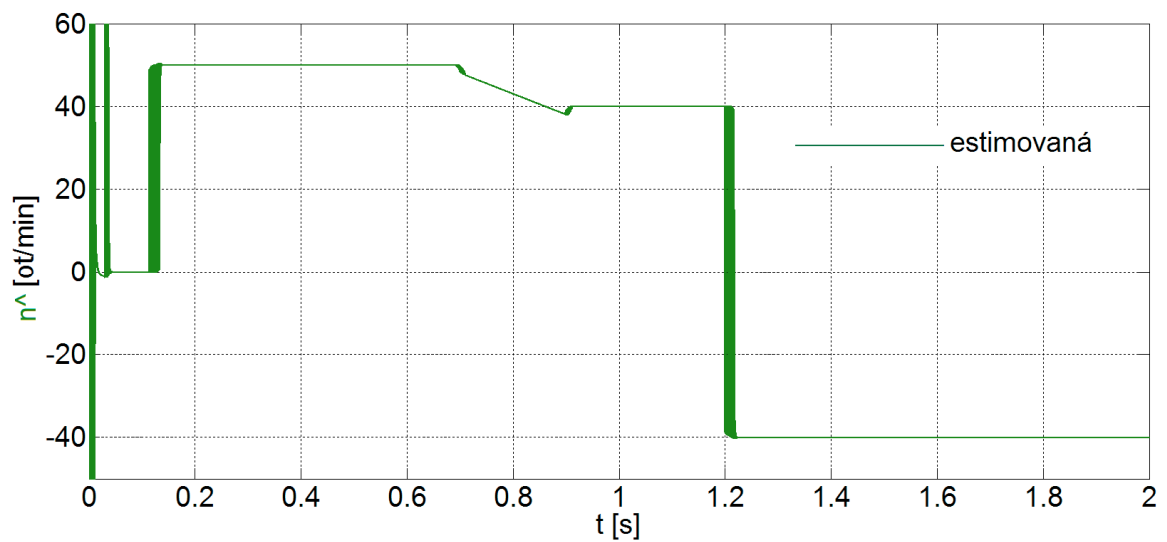
Obr.č.5.2 – Průběhu žádaných otáček ASM (50 ot/min)



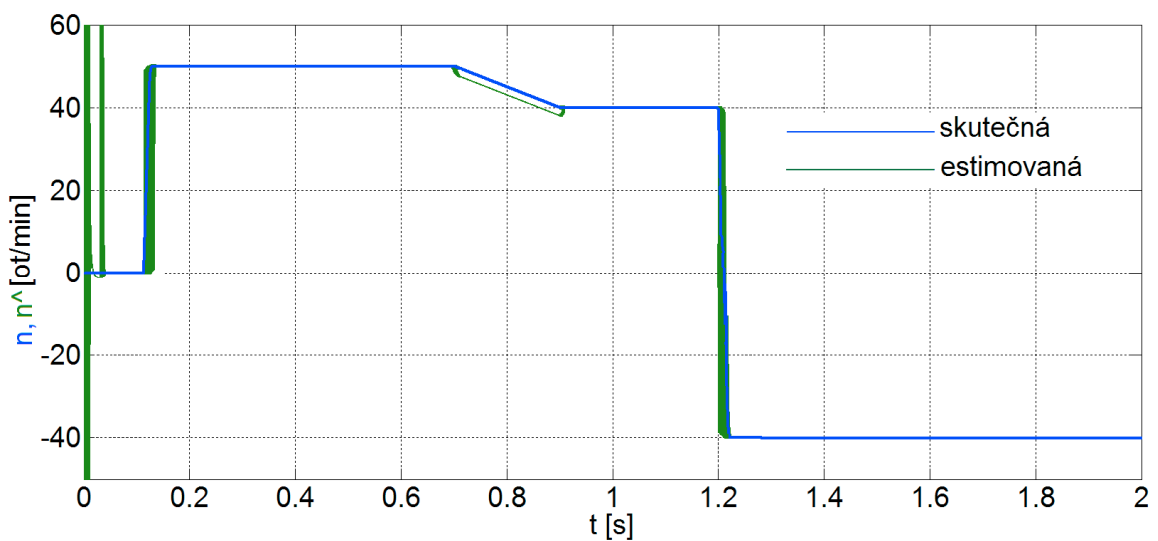
Obr.č.5.3 – Průběhu skutečných otáček ASM (50 ot/min)



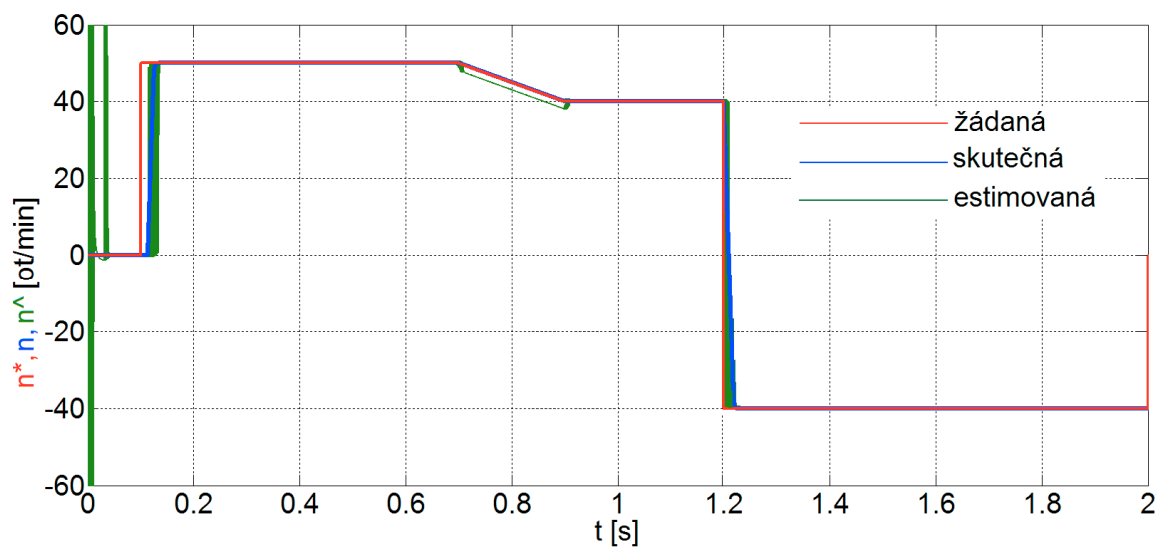
Obr.č.5.4 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (50 ot/min)



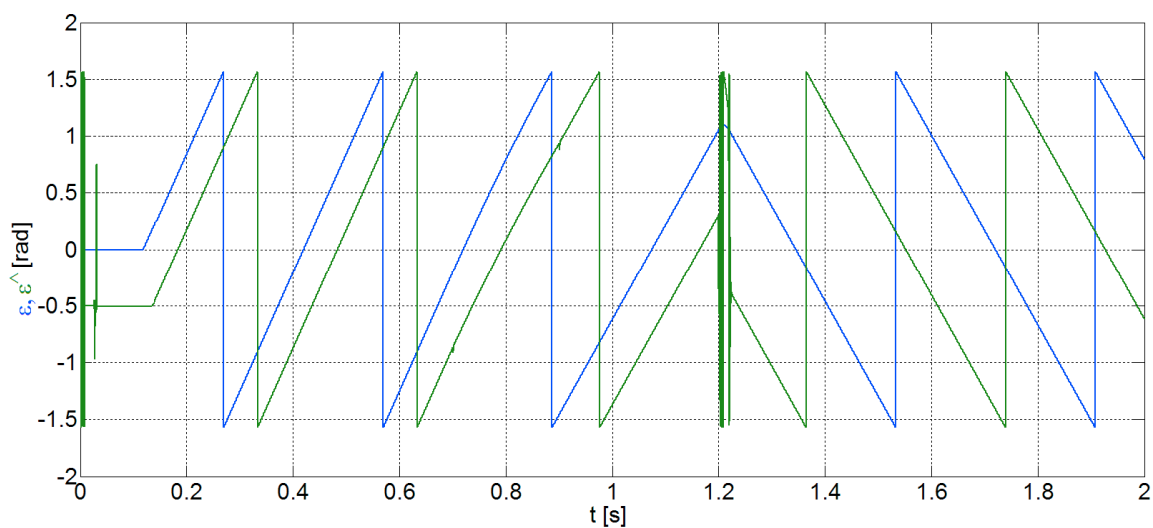
Obr.č.5.5 – Průběhu estimovaných otáček ASM (50 ot/min)



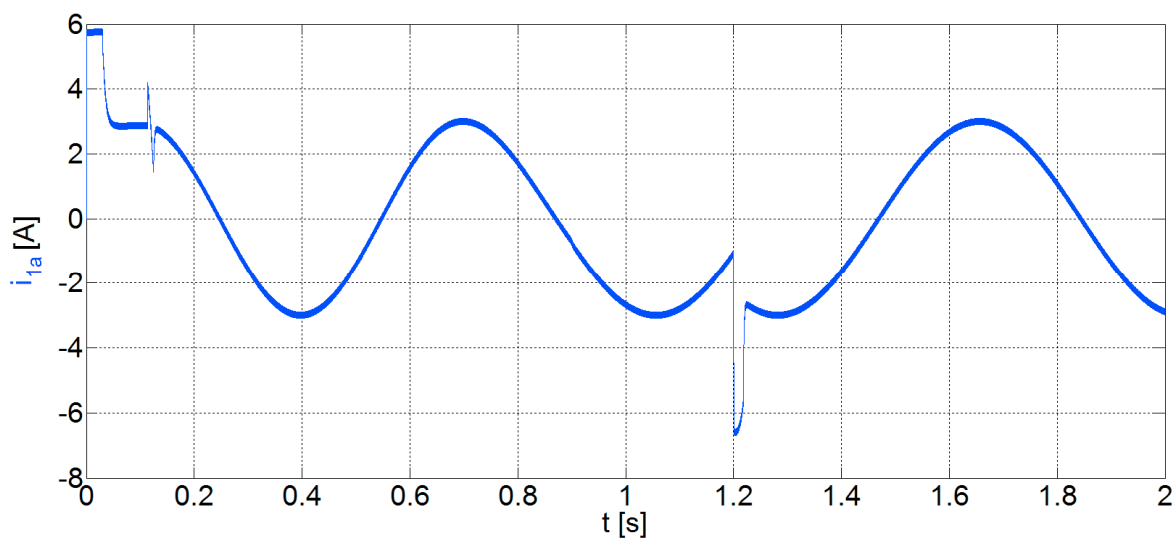
Obr.č.5.6 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (50 ot/min)



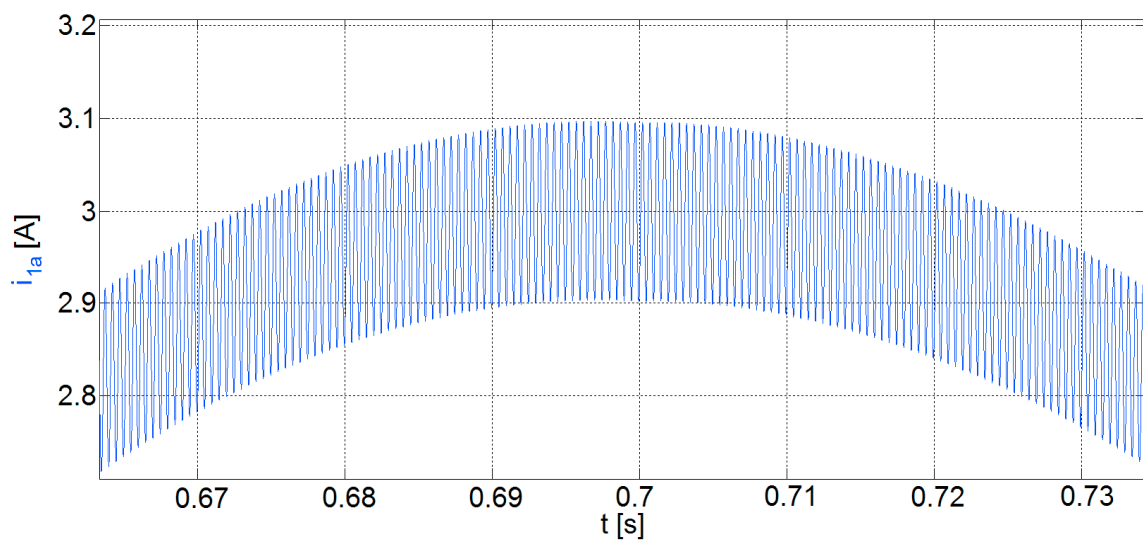
Obr.č.5.7 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (50 ot/min)



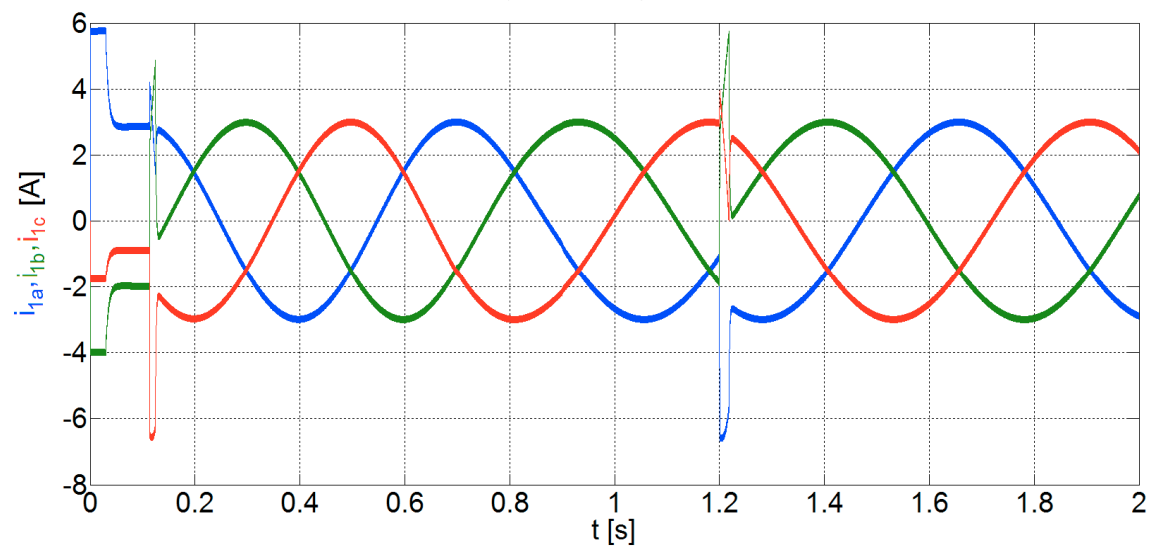
Obr.č.5.8 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (50 ot/min)



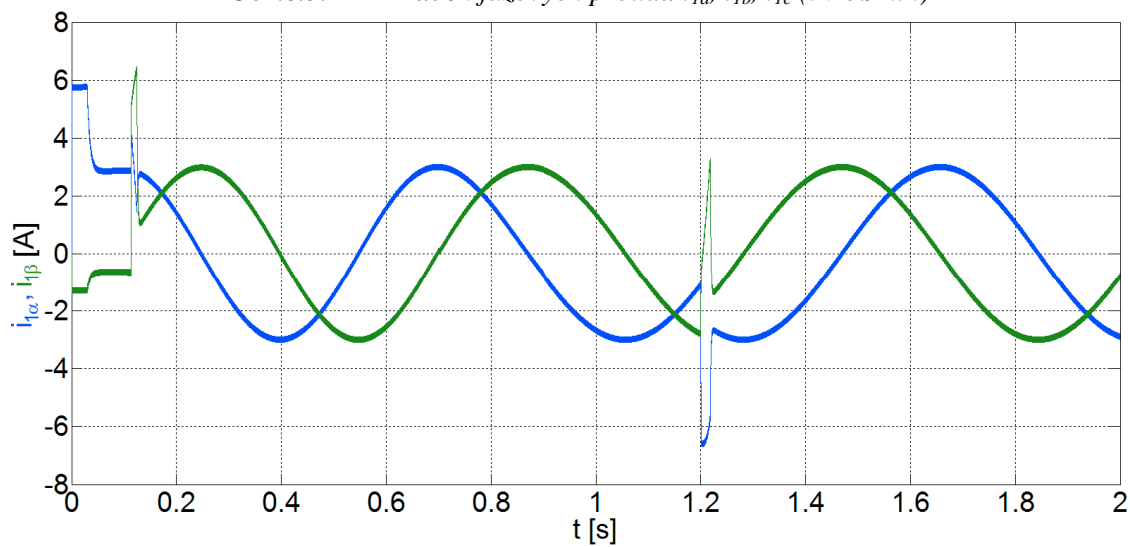
Obr.č.5.9 – Průběh fázového proudu i_{la} (50 ot/min)



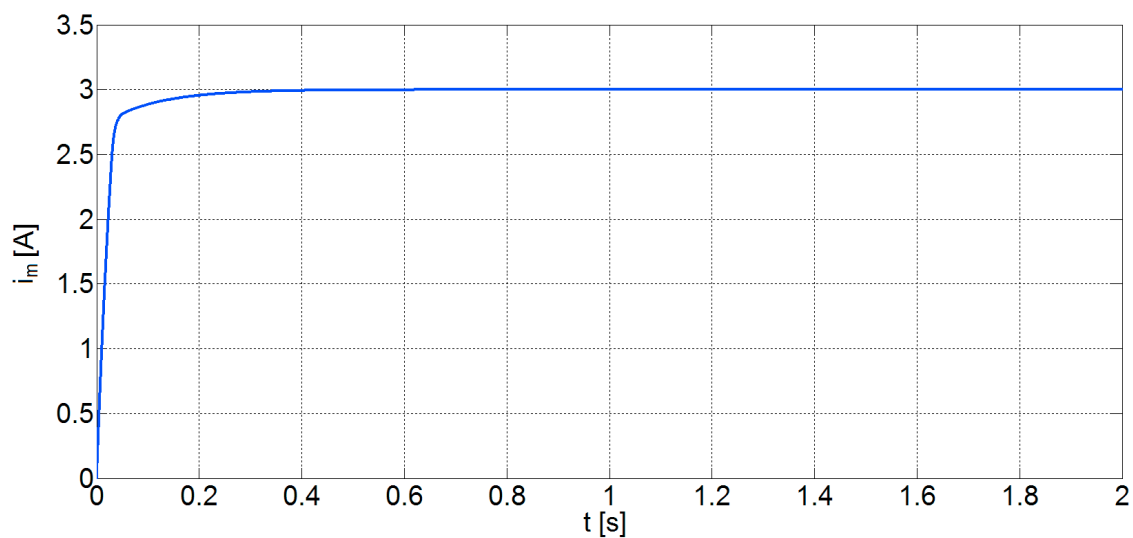
Obr.č.5.10 – Detail průběhu fázového proudu i_{1a} (50 ot/min) – viditelnost namodulovaného injekčního signálu



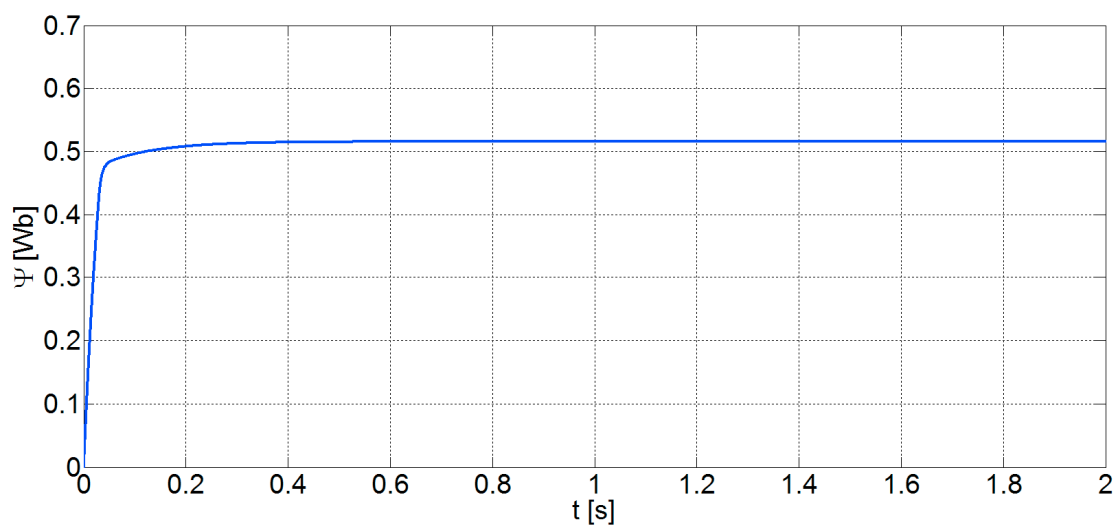
Obr.č.5.11 – Průběh fázových proudů i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} (50 ot/min)



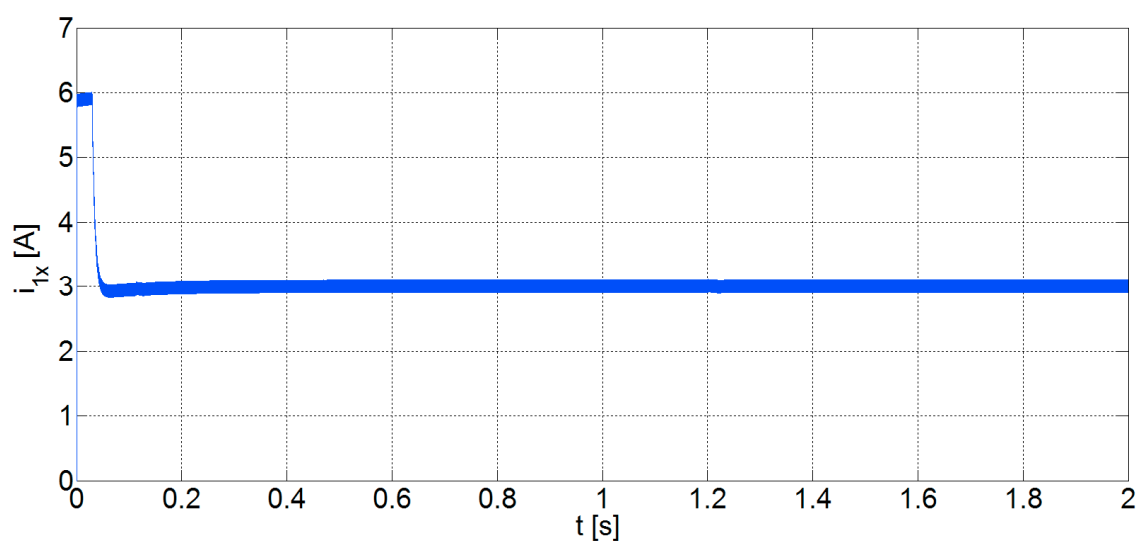
Obr.č.5.12 – Průběh proudů $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ (50 ot/min)



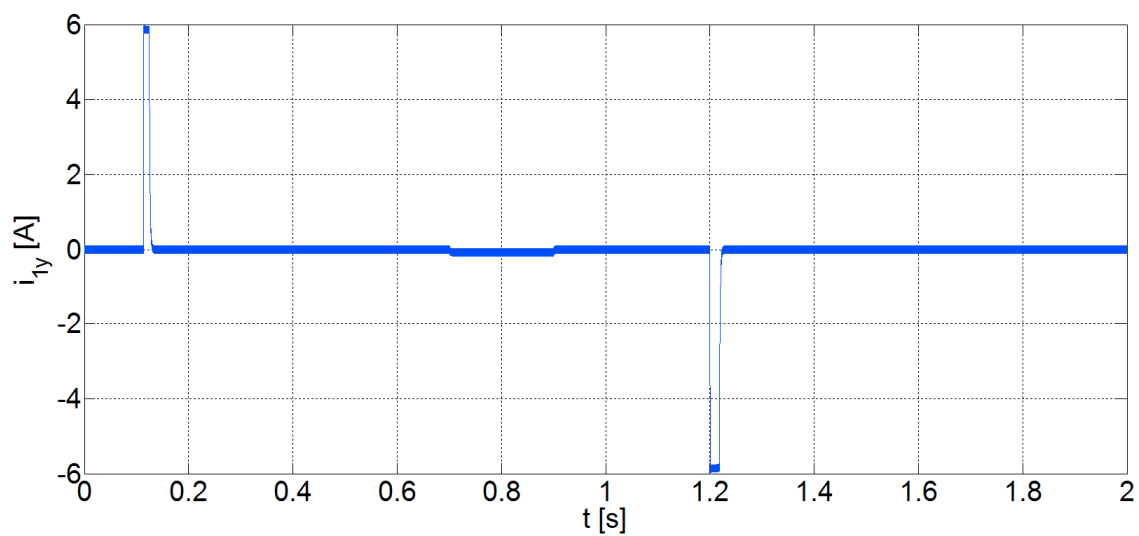
Obr.č.5.13 – Průběh magnetizačního proudu i_m (50 ot/min)



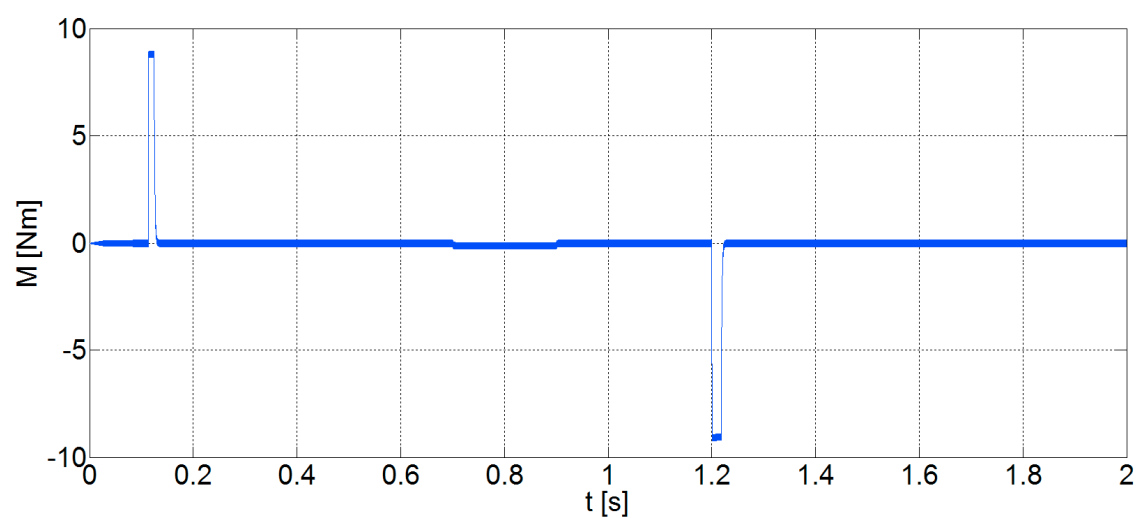
Obr.č.5.14 – Průběh magnetického spráženého toku Ψ (50 ot/min)



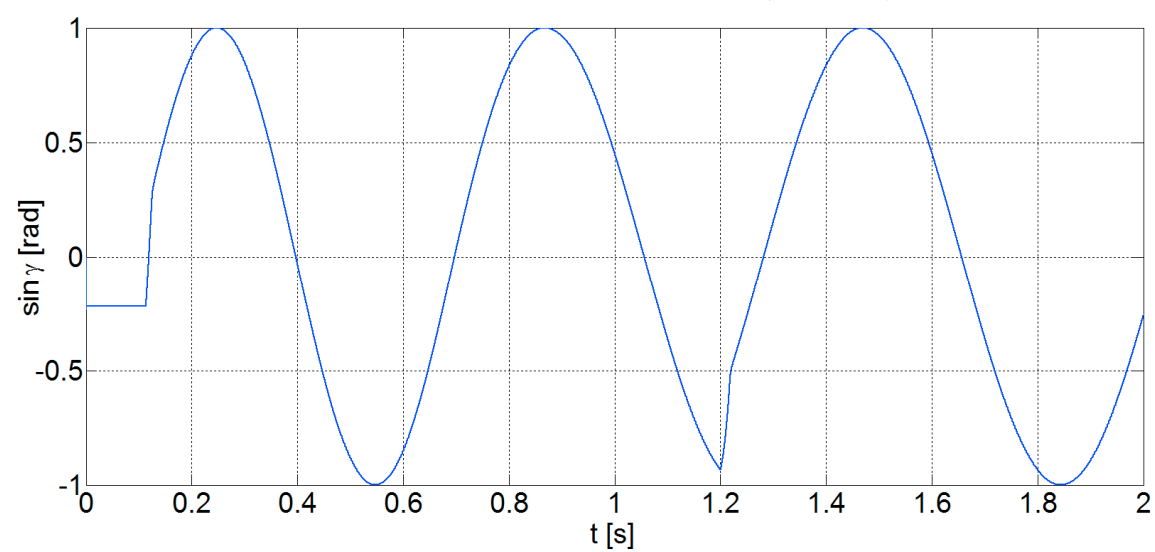
Obr.č.5.15 – Průběh magnetizační složky i_{1x} statorového proudu i_1 (50 ot/min)



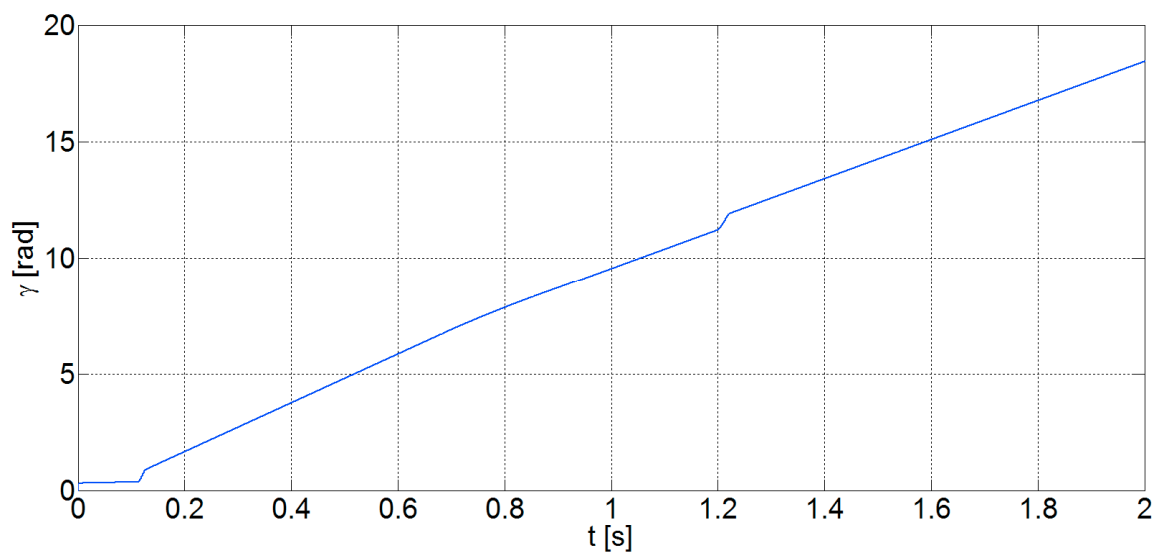
Obr.č.5.16 – Průběh momentotvorné složky i_{ly} statorového proudu i_l (50 ot/min)



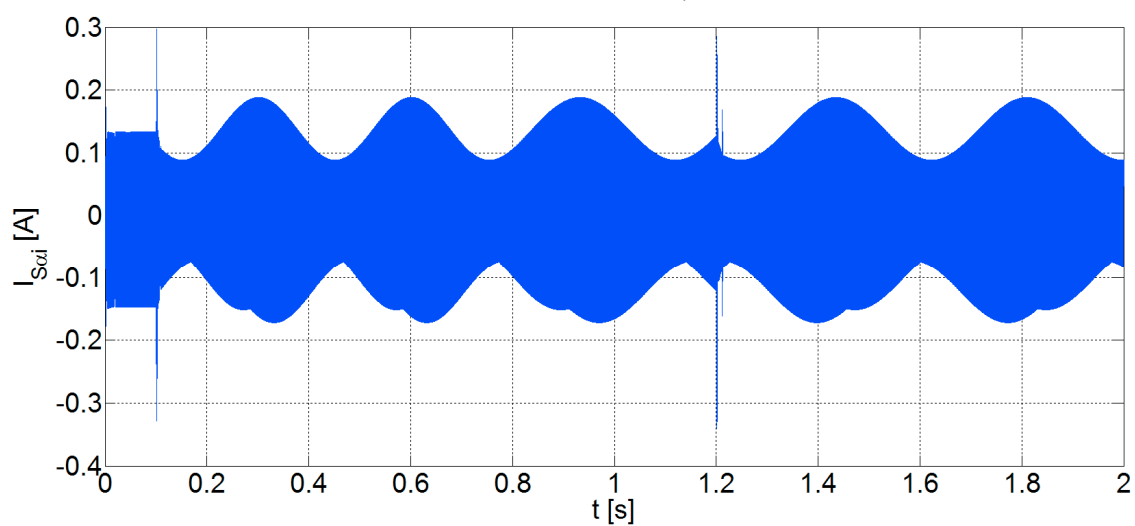
Obr.č.5.17 – Průběh momentu motoru M (50 ot/min)



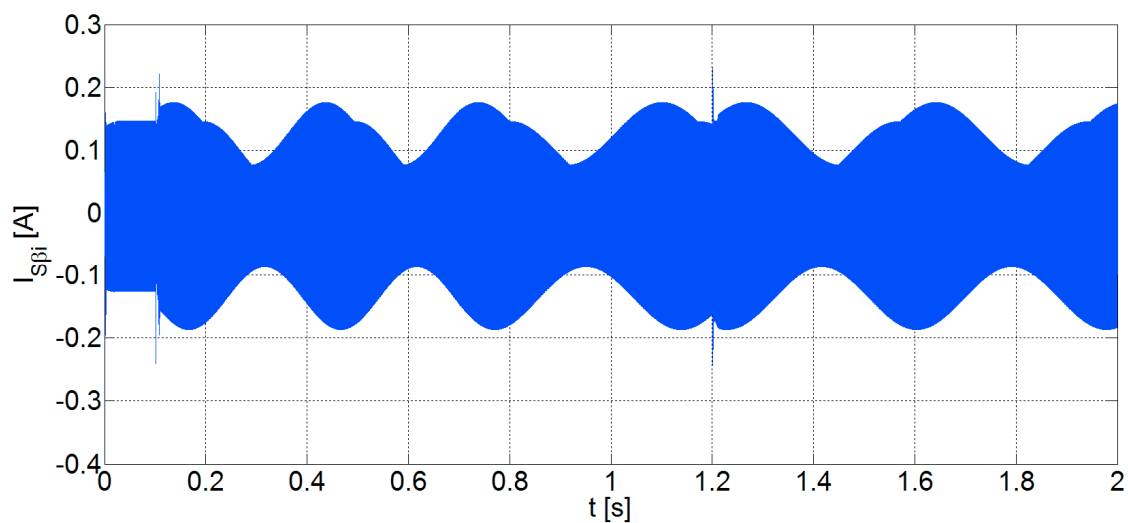
Obr.č.5.18 – Průběh funkce sinus orientujícího úhlu γ (50 ot/min)



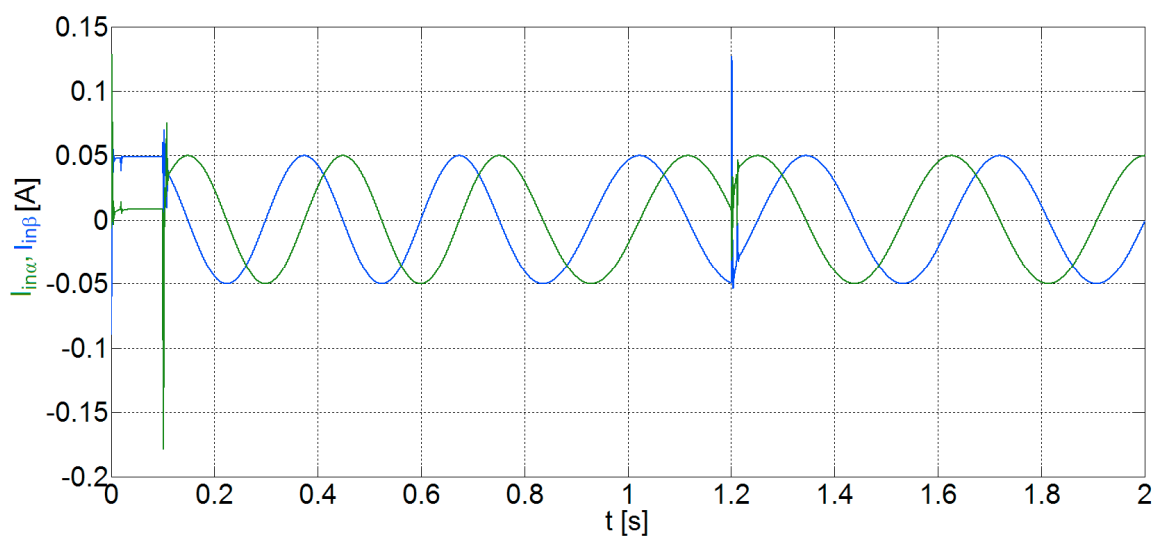
Obr.č.5.19 – Průběh úhlu γ (50 ot/min)



Obr.č.5.20 – Složka vektoru statorového proudu $i_{s\alpha i}$ v synchronním filtru (50 ot/min)



Obr.č.5.21 – Složka vektoru statorového proudu $i_{s\beta i}$ v synchronním filtru (50 ot/min)

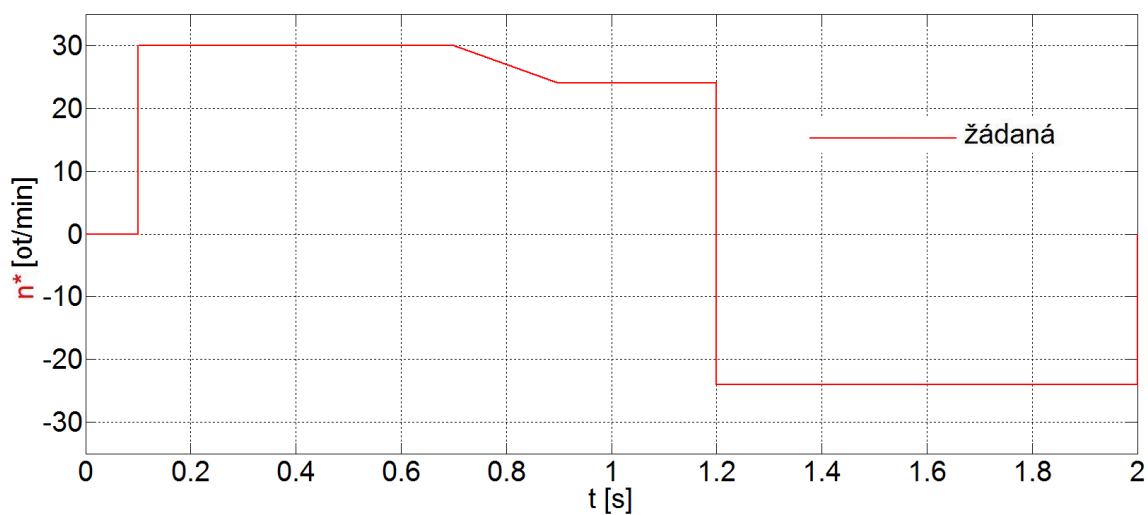


Obr.č.5.22 – Negativní složky $I_{in\alpha}$ a $I_{in\beta}$ proudu s vyšší frekvencí nesoucí informaci o poloze rotoru (50 ot/min)

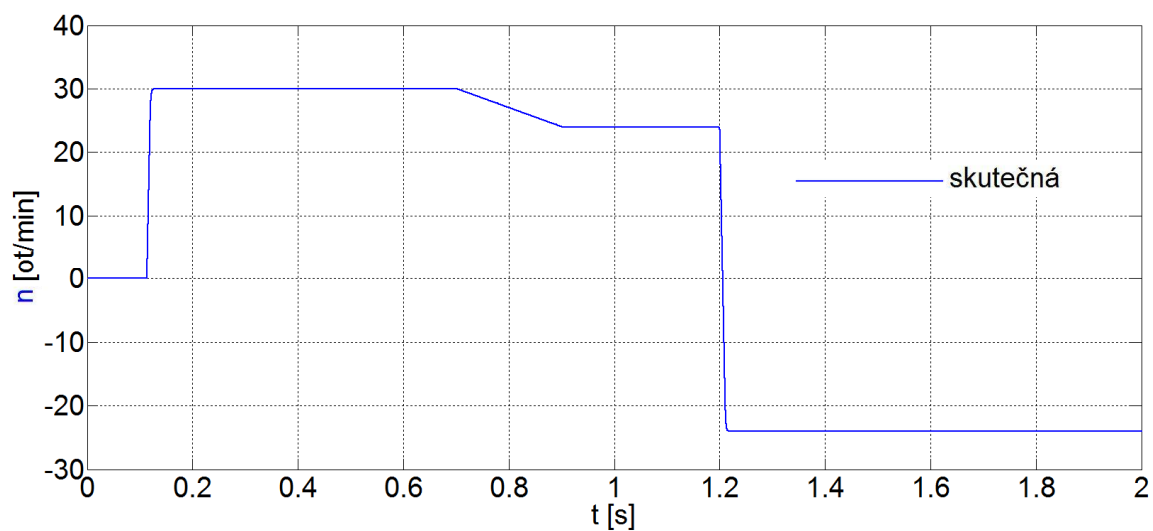
Oblast nízkých otáček - 30 ot/min:

čas [s] - [0 0.1 0.1 0.7 0.9 1.2 1.2 2]

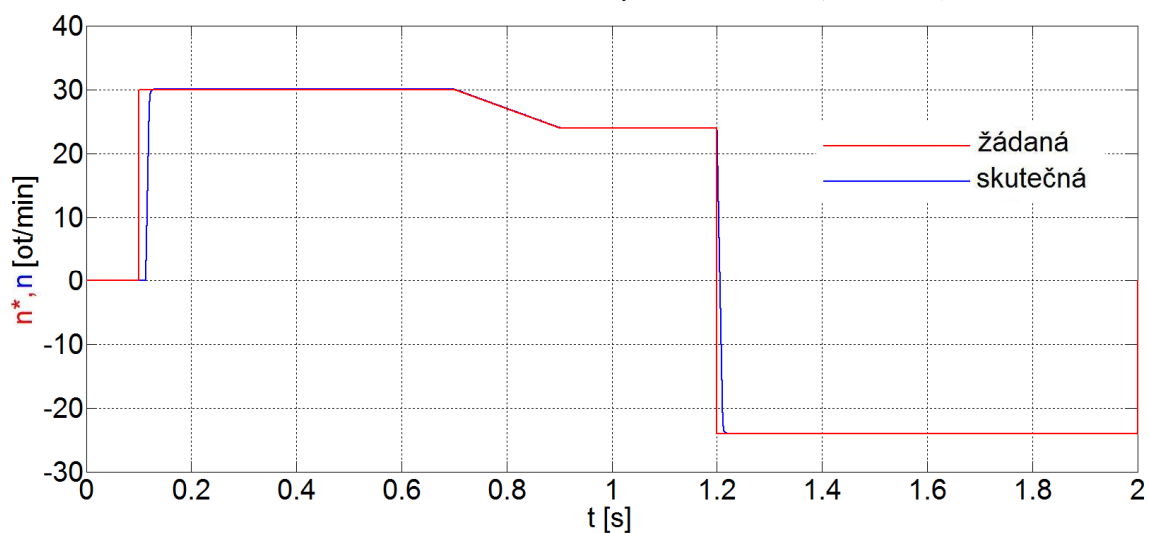
n [ot/min] - 0,06*[0 0 500 500 400 400 -400 -400]



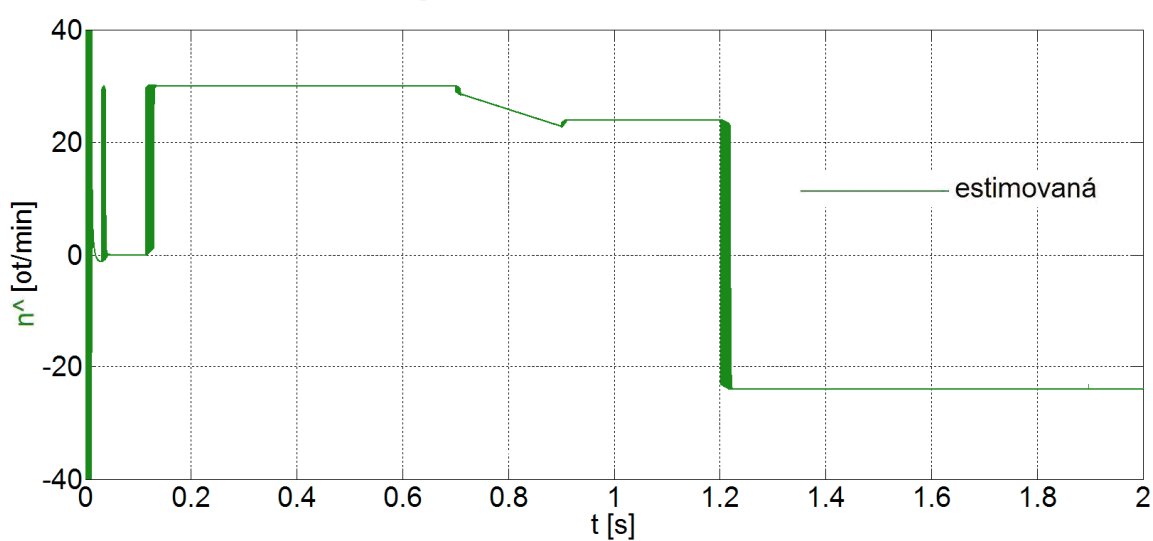
Obr.č.5.23 – Průběhu žádaných otáček ASM (30 ot/min)



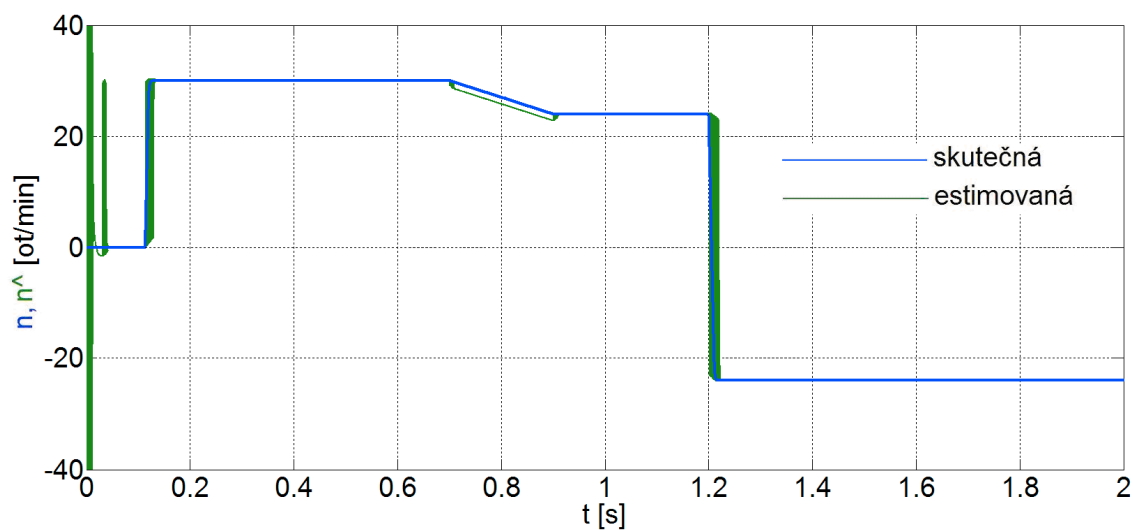
Obr.č.5.24 – Průběhu skutečných otáček ASM (30 ot/min)



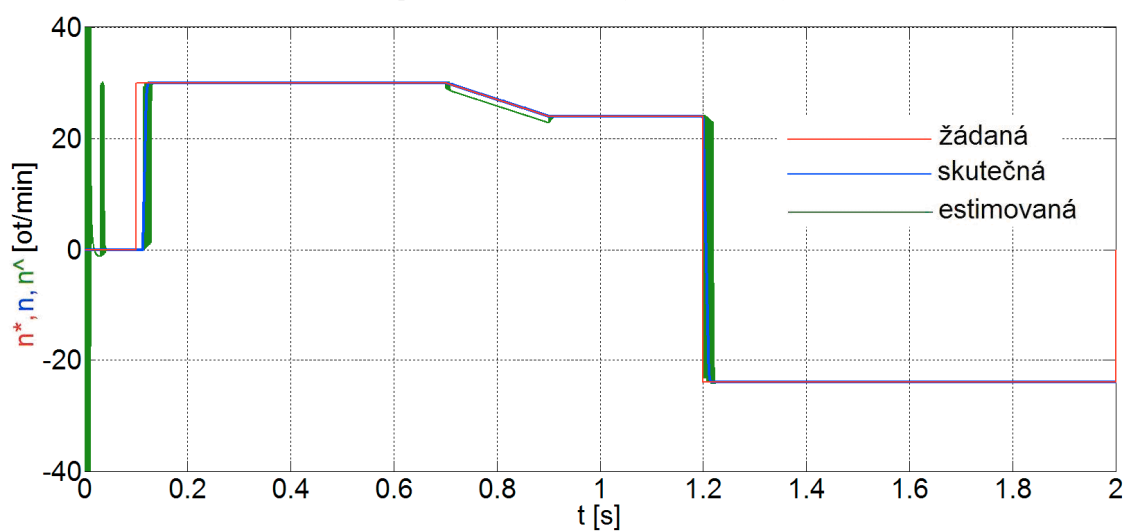
Obr.č.5.25 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (30 ot/min)



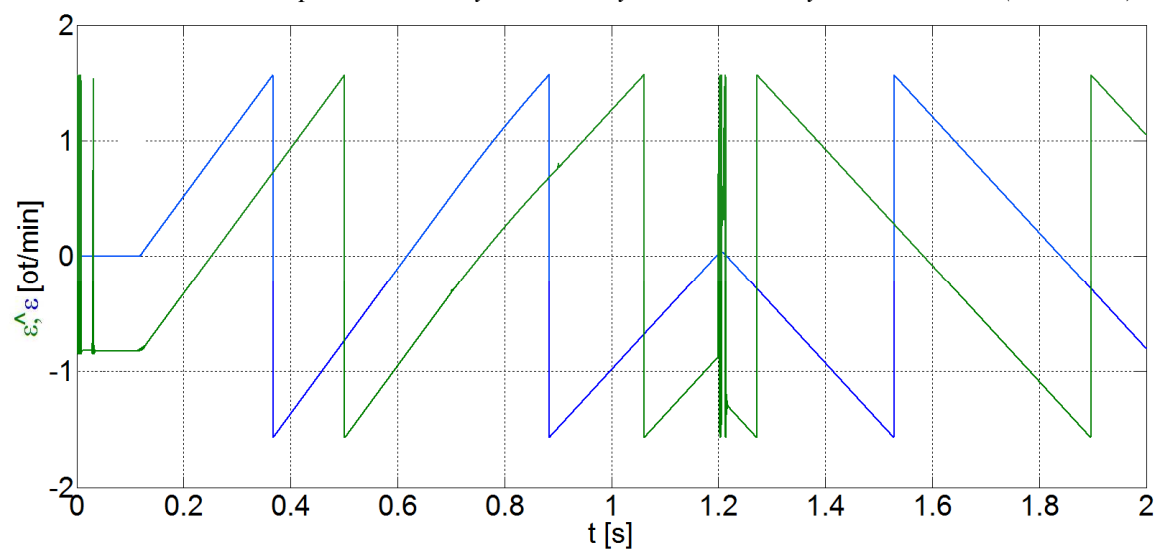
Obr.č.5.26 – Průběhu estimovaných otáček ASM (30 ot/min)



Obr.č.5.27 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (30 ot/min)



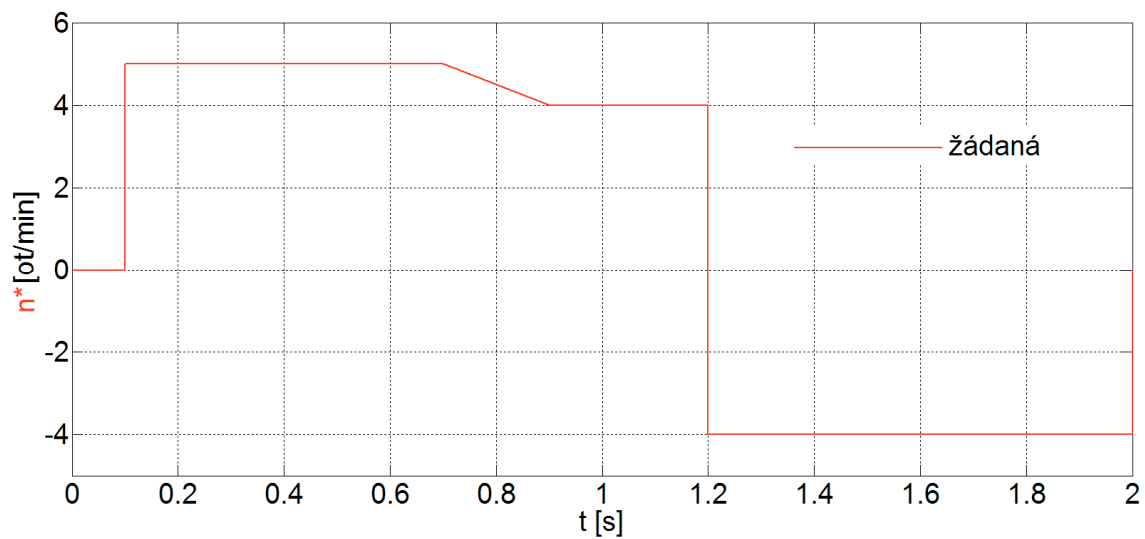
Obr.č.5.28 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (30 ot/min)



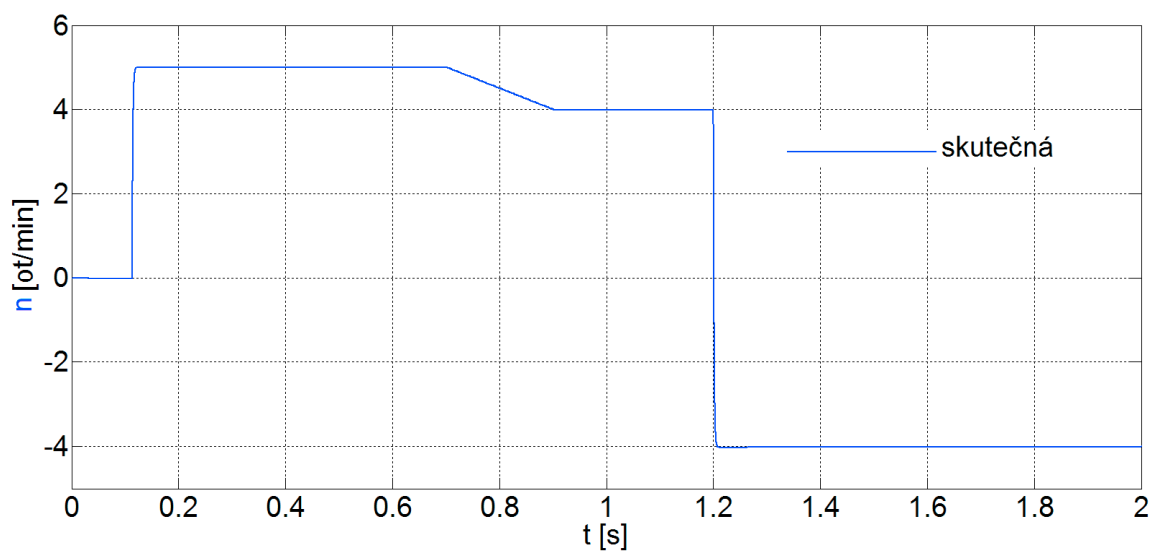
Obr.č.5.29 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (30 ot/min)

Oblast otáček blížících se k nule - 5 ot/min:

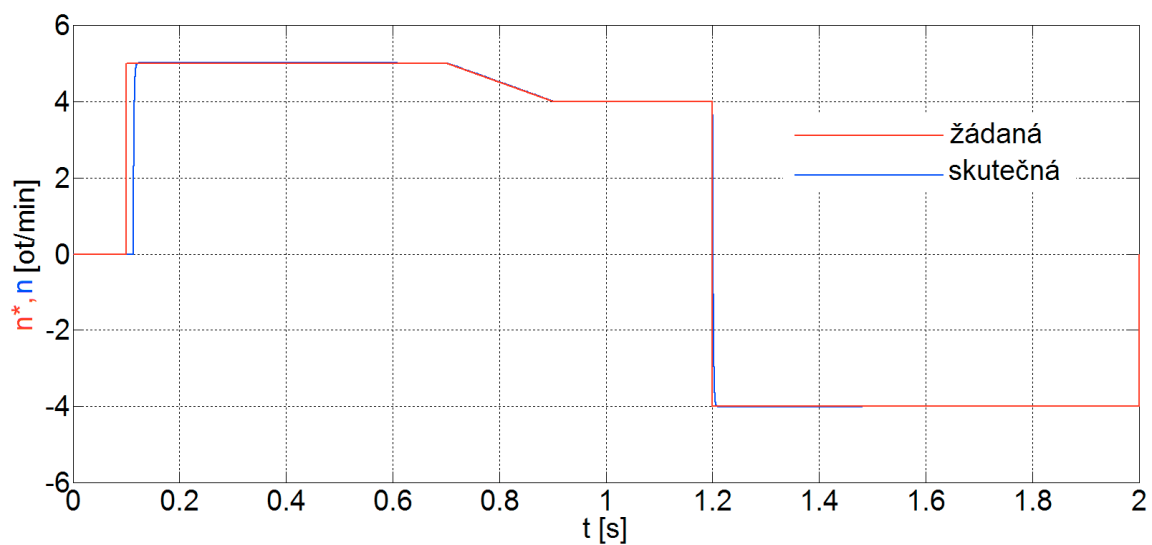
čas [s] - [0 0.1 0.1 0.7 0.9 1.2 1.2 2]
n [ot/min] - 0.01*[0 0 500 500 400 400 -400 -400]



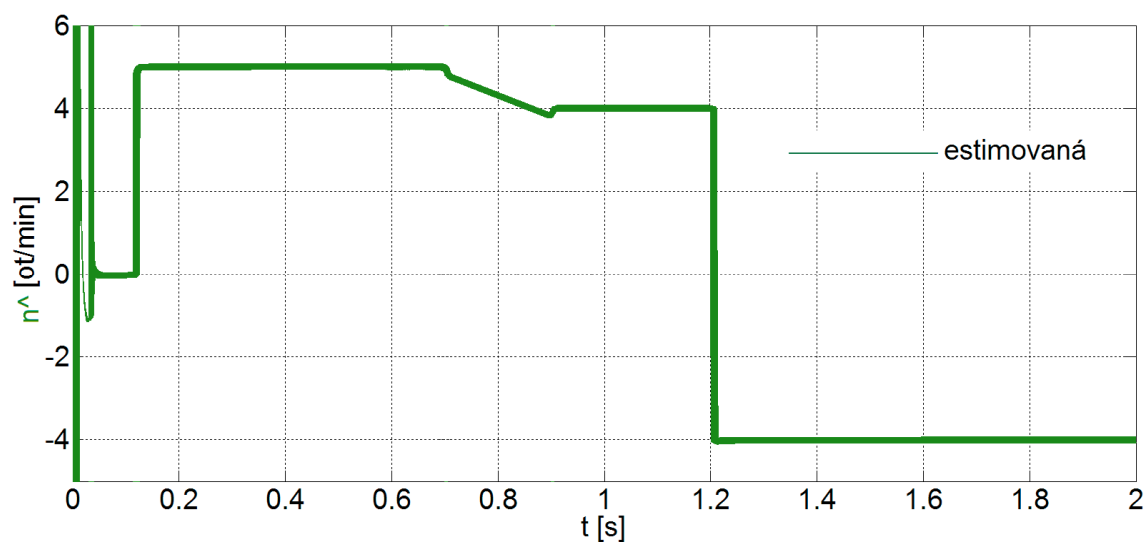
Obr.č.5.31 – Průběhu žádaných otáček ASM (5 ot/min)



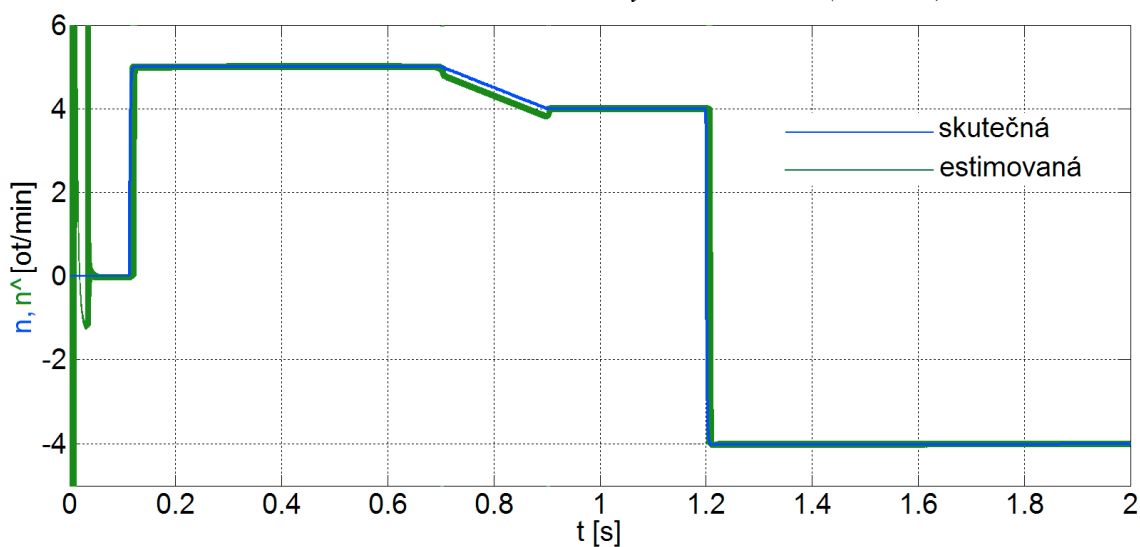
Obr.č.5.32 – Průběhu skutečných otáček ASM (5 ot/min)



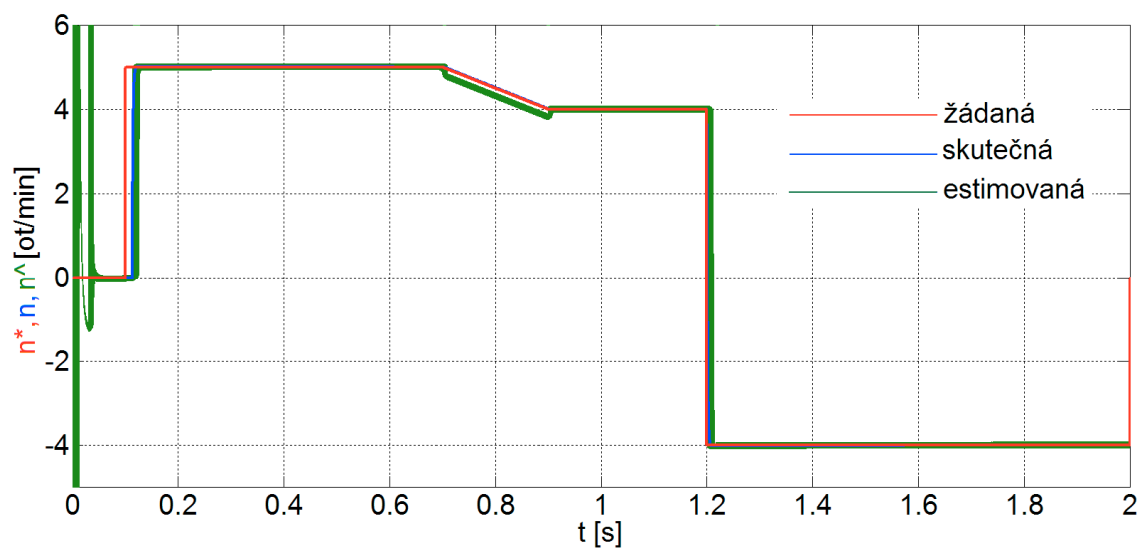
Obr.č.5.33 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (5 ot/min)



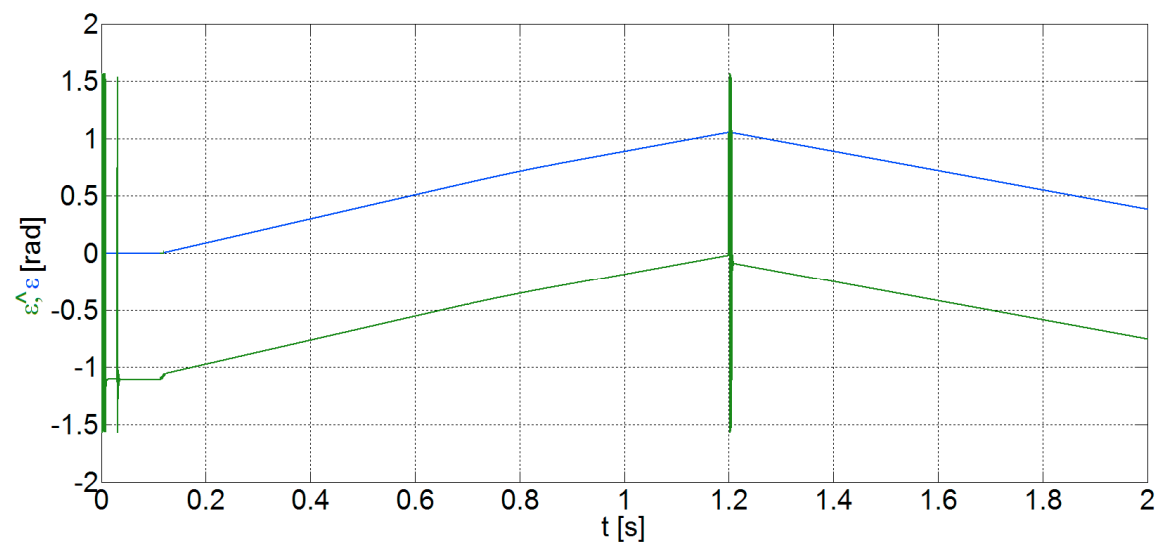
Obr.č.5.34 – Průběhu estimovaných otáček ASM (5 ot/min)



Obr.č.5.35 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (5 ot/min)



Obr.č.5.36 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (5 ot/min)



Obr.č.5.37 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (5 ot/min)

6. Závěr

6.1 Celkové zhodnocení

Předkládaná diplomová práce se věnuje problematice moderních metod řízení asynchronních motorů. Cílem této práce bylo analyzovat konkrétní metody bezsenzorového řízení a to s využitím injekčních metod pro estimaci mechanické úhlové rychlosti. Pro estimaci otáček byla zvolena konkrétní metoda, která využívá injektování přídavného napětíového signálu s vyšší frekvencí, který je superponovaný k základnímu napájecímu napětí. Cílem práce bylo také zaměřením se, pomocí výše zmíněné metody, na oblast nízkých až nulových otáček stroje. Toto je velice důležité, jelikož většina standardních metod bezsnímačového řízení získává informaci o poloze rotoru respektive mechanické úhlové rychlosti pomocí matematických modelů stroje. Pro tyto metody je nutná znalost parametrů motoru jako indukčnosti, časové konstanty apod., proto jsou označovány jako metody využívající matematický model motoru. Tyto metody nejsou zcela vhodné pro regulaci motorů právě při nízkých až nulových otáčkách, jelikož když střídavý stroj pracuje při těchto otáčkách je obtížné získat potřebné parametry pro řízení, použitím jakéhokoliv matematického modelu stroje. Ale také mají určitou výhodu v tom, že nejsou závislé na konkrétním provedení stroje a také, že za pomoci určitých kompenzací algoritmů je možné tyto metody použít v oblasti nízkých otáček s relativně dobrými výsledky. Tyto metody jsou ale spíše vhodné pro střední a vyšší oblast otáček. Proto právě byly vyvinuty metody, diskutované v této práci, které nevyužívají matematický model stroje, ale právě těch jevů, které se při využití matematického modelu zanedbávají.

Metody odhadu změny polohy rotoru jeho natočením, které nevyužívají matematický model stroje mají mnoho výhod. Podstatnou výhodou je to, že na ně mají malý vliv změny parametrů motoru. Právě pro případ využití injekčních metod, je zde možnost určení polohy rotoru i při nulových otáčkách, při netočícím se stroji. Metody jsou založené na sledování změn statorových indukčností, které nastávají vlivem otáčení rotoru, právě toto je nezávislé na indukovaném napětí a na parametrech stroje. Tato vlastnost jím právě dává výše uvedenou možnost zjištění otáček při stojícím stroji. Ale na druhou stranu je důležité také říci, že je zde nevýhoda v závislosti na mechanickém provedení stroje. Toto je problémem, jelikož pro tuto metodu nezaručuje univerzálnost použití. Jsou zde také větší ztráty, které vznikají vlivem injektování vysokofrekvenčního signálu. V této práci přesto byla zaměřena pozornost na tyto metody, z již výše uvedených pozitivních vlastností. Cílem této diplomové práce proto bylo provést analýzu a vyhodnotit chování vybrané varianty injekční metody v návaznosti na mechanickou úhlovou rychlost respektive v návaznosti na otáčkách stroje.

6.2 Dosažené výsledky

V této diplomové práci se podařilo pomocí matematického a simulačního programu Matlab – Simulink analyzovat a realizovat, pomocí sestavených modelů, bezsenzorové vektorové řízení asynchronního motoru s využitím injekční metody. K simulačnímu ověření byl využit model pro senzorového vektorového řízení. V simulační části byla k vektorovému řízení navrhnutá další část modelu, která se realizovala simulační částí programu Matlab a to

v Simulinku, kde se implementovali další bloky a sestavila se v práci diskutovaná injekční metoda. Metodou jsou dosažené relativně dobré výsledky, kterou jsou dokázány výslednými průběhy diskutované v kapitole 5 této práce. Oblast zájmu byla především zaměřena na nízké otáčky, a to pro simulace a dosažení výsledků pro tyto oblasti otáček: 50 ot/min, 30 ot/min a velice nízkých otáček, 5 ot/min. Všechny rychlosti byly odsimulovány a veškeré výsledky jsou uvedené v kapitole 5. Pro oblast 50 ot/min jsou uvedeny výsledky, průběhy veličin, které jsou podstatné v simulačním modelu bezsenzorového vektorového řízení, které nastávají při samotném chodu simulace. V dalších případech jsou uvedeny průběhy samotného úhlu natočení rotoru a otáček motoru, kde jsou porovnávány otáčky žádané, skutečné a otáčky estimovaných dějů. Při estimaci otáček bez zatížení byly zjištěny uspokojivé vlastnosti metody v oblasti malých otáček. Při vyšších otáčkách např. 500 ot/min, estimované otáčky vykazovali drobné chyby v podobě malých jehlovitých zákmitů, které byly způsobené výpočtem úhlu natočení rotoru ε a jeho následné derivace. Model není určitě zcela dokonalý a následným zkoumáním a zlepšením tohoto modelu by mohlo být dosaženo příznivějších výsledků estimovaného úhlu natočení rotoru a následně otáček motoru. Průběh otáček byl nastaven tak, aby šla vidět funkčnost motoru v různých oblastech rychlostí a stavů, jako je rozjezd stroje a nárůst otáček na požadovanou hodnotu a následný ustálený stav, pak pokles na menší hodnotu otáček a reverzaci. Z výsledků provedených simulací bezsenzorového řízení asynchronního motoru s injekční metodou je patrné, že v určitém případě, a v případě ideálních podmínek a při použití správného motoru by bylo možné realizovat skutečně řízený pohon. Tímto by se nahradily čidla rychlosti a mohlo by to napomoci ke zlevnění celého pohonu a ke zlepšení jeho vlastností. Ale určitě je také důležité poznamenat to, že je stále otevřený prostor pro následné další zlepšování těchto metod a jejich využití v budoucnu, například v komerční sféře.

Seznam použité literatury

- [1] BRANDŠTETTER, Pavel. *Střídavé regulační pohony - moderní způsoby řízení*. Ostrava, VŠB-TU Ostrava, 177s., 1999, ISBN 80-7078-668-X.
- [2] BRANDŠTETTER, Pavel. *Výzkum algoritmů pro regulaci pohonu s asynchronním motorem bez čidla rychlosti – Estimátory s injektováním proudového nebo napětového signálu*. Ostrava, VŠB – TU Ostrava, 2010. [PDF dokument].
- [3] NEBORÁK, Ivo. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Monografie, VŠB-TU Ostrava, 172s., 2002, ISBN 80-248-0083-7.
- [4] NEBORÁK, Ivo. *Mechatronické systémy – pro kombinované a distanční studium*. VŠB-TU Ostrava, 2009. [PDF dokument].
- [5] CHMELÍK, Karel. *Střídavé Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. Ostrava, VŠB-TU Ostrava, 136s., 2002, ISBN 80-248-0025-X.
- [6] STÝSKALA, Vítězslav, DUDEK, Jan. *Přednášky – asynchronní motory* [Online]. c2007, [citováno 2012-20-02]. VŠB Ostrava, 2007. Dostupné z URL: < http://fe1.vsb.cz/kat420/vyuka/Bakalarske_FS/prednasky/1_AM_FS.pdf >
- [7] FRANČÍK, Ondřej. *Bezsenzorové řízení střídavého regulovaného pohonu s asynchronním motorem*. Disertační práce, Ostrava, VŠB-TU Ostrava, 2011.
- [8] ČERMÁK, Tomáš. *Elektrické regulační pohony*. Ostrava, VŠB-TU Ostrava, 1986.
- [9] DINGER, W., Michael, LORENZ, D., Robert. *Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 736-742, 2000.
- [10] HA, Jung, Ik, SUL, Seung, Ki. *Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No. 1, pp. 45-51, 1999.
- [11] HOLTZ, Joachim. *Sensorless Control of Induction Motor Drives*. In Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, pp. 1359-1394, 2002.
- [12] MAKYŠ, Pavol. *Polohový servopohon s asynchronním motorem bez snímače na hriadeli*. Disertační práce, Žilina, Žilinská univerzita v Žilině , 2006.
- [13] BRANDŠTETTER, Pavel. *Elektrické regulované pohony III. Učební texty pro kombinované a distanční studium*. VŠB-TU Ostrava, 2005. [PDF dokument].
- [14] KADANÍK, Petr. *Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti*. Disertační práce, Praha, FEL ČVUT, 2004.
- [15] KŘEČEK, Tomáš. *Bezsnímačové řízení synchronního motoru s permanentními magnety v oblasti nízkých otáček*. Disertační práce, Ostrava, VŠB – TU Ostrava, 2009.

- [16] BOSE, K. Bimal. *Power Electronics and Modern Electric Drives*. New Jersey: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [17] JANSEN, L., Patrick, LORENZ, D., Robert. *Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, pp. 240-247, 1995.

Seznam obrázků

- Obr.č.2.1 – Popis hlavních částí 3f asynchronního motoru s kotvou nakrátko v částečném řezu [6]
- Obr.č.2.2 – Klec nakrátko
- Obr.č.2.3 – Vznik točivého pole [7]
- Obr.č.2.4 – Vstupy a výstupy asynchronního motoru při napěťovém napájení [3]
- Obr.č.2.5 – Rozklad prostorového vektoru statorového proudu na jednotlivé složky (souřadné systémy veličin motoru)
- Obr.č.2.6 – Struktura regulace rychlosti ASM s vektorovým řízením v systému orientovaných souřadnic [13]
- Obr.č.3.1 – Struktura bezsnímačového vektorového řízení asynchronního motoru s využitím matematického modelu [13]
- Obr.č.4.1 – Injektování vysokofrekvenčního napěťového signálu [2]
- Obr.č.4.2 – Blokové schéma synchronního filtru [2]
- Obr.č.4.3 – Implementace injekční metody do regulační struktury [2]
- Obr.č.5.1 – Blokové schéma struktury vektorového řízení ASM s injekční metodou
- Obr.č.5.2 – Průběhu žádaných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.3 – Průběhu skutečných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.4 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.5 – Průběhu estimovaných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.6 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.7 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (50 ot/min)
- Obr.č.5.8 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (50 ot/min)
- Obr.č.5.9 – Průběh fázového proudu i_{1a} (50 ot/min)
- Obr.č.5.10 – Detail průběhu fázového proudu i_{1a} (50 ot/min) – viditelnost namodulovaného injekčního signálu
- Obr.č.5.11 – Průběh fázových proudů i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} (50 ot/min)
- Obr.č.5.12 – Průběh proudů $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, (50 ot/min)
- Obr.č.5.13 – Průběh magnetizačního proudu i_m (50 ot/min)
- Obr.č.5.14 – Průběh magnetického spráženého toku Ψ (50 ot/min)
- Obr.č.5.15 – Průběh magnetizační složky i_{1x} statorového proudu i_1 (50 ot/min)
- Obr.č.5.16 – Průběh momentotvorné složky i_{1y} statorového proudu i_1 (50 ot/min)
- Obr.č.5.17 – Průběh momentu motoru M (50 ot/min)
- Obr.č.5.18 – Průběh funkce sinus orientujícího úhlu γ (50 ot/min)
- Obr.č.5.19 – Průběh úhlu γ (50 ot/min)
- Obr.č.5.20 – Složka vektoru statorového proudu $i_{s\alpha i}$ v synchronním filtru (50 ot/min)
- Obr.č.5.21 – Složka vektoru statorového proudu $i_{s\beta i}$ v synchronním filtru (50 ot/min)

Obr.č.5.22 – Negativní složky $I_{in\alpha}$ a $I_{in\beta}$ proudu s vyšší frekvencí nesoucí informaci o poloze rotoru (50 ot/min)

Obr.č.5.23 – Průběhu žádaných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.24 – Průběhu skutečných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.25 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.26 – Průběhu estimovaných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.27 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.28 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (30 ot/min)

Obr.č.5.29 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (30 ot/min)

Obr.č.5.30 – Průběhu žádaných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.31 – Průběhu skutečných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.32 – Srovnání průběhů žádaných a skutečných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.33 – Průběhu estimovaných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.34 – Srovnání průběhů estimovaných a skutečných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.35 – Srovnání průběhů žádaných, skutečných a estimovaných otáček ASM (5 ot/min)

Obr.č.5.36 – Skutečný (modrá) a estimovaný (zelená) průběh úhlu rotoru (5 ot/min)

Seznam příloh

Příloha I: Regulační struktura bezsenzorového vektorového řízení s využitím injekční
Metody -

Příloha II: Vnitřní struktura nastavení modelu asynchronního motoru – AM_motor